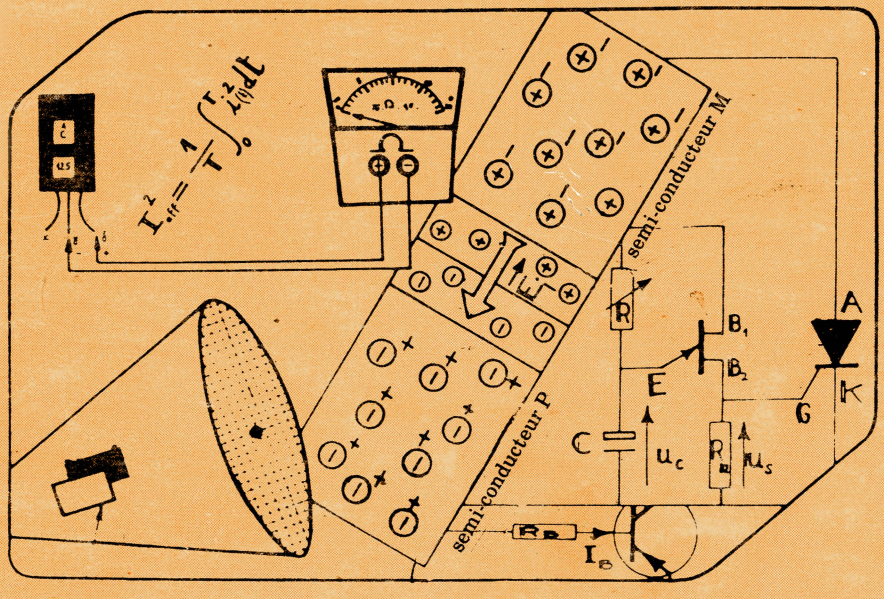
الجمهورية التونسية
وزارة التربية والتعليم والبحث العلمي

ELECTRONIQUE



4e_ 5e_ 6e

ET & EM

JAZI Frej : Inspecteur d'E.T.

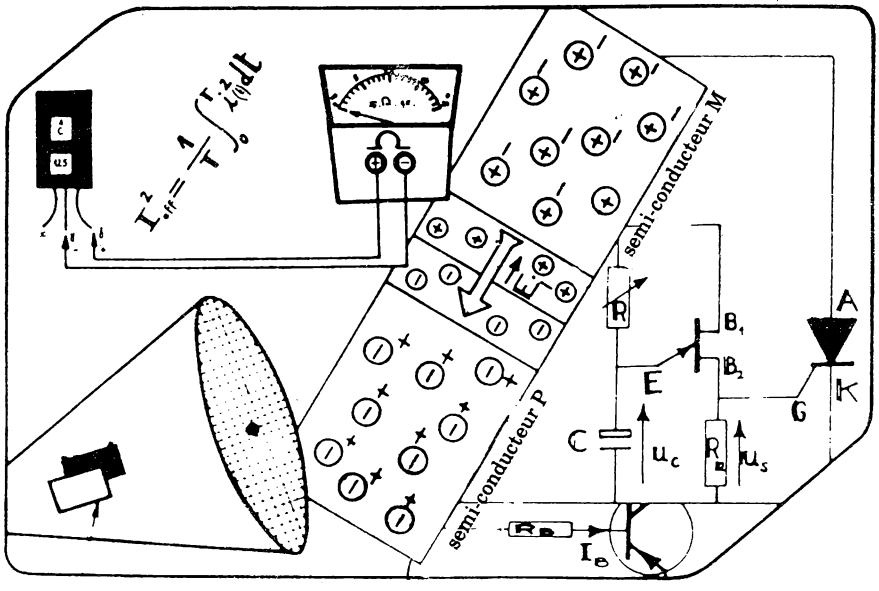
BEN H'MIDA Mohamed : Inspecteur d'E.T.

GHABAROU Hamadi : **Conseiller Pédagogique L.T. Nabeul**

CNP EDITION 87

الجمهورية التونسية
وزارة التربية والتعليم والبحث العلمي

ELECTRONIQUE



4e_ 5e_ 6e

ET & EM

JAZI Frej : Inspecteur d'E.T.

BEN H'MIDA Mohamed : Inspecteur d'E.T.

GHABAROU Hamadi : **Conseiller Pédagogique L.T. Nabeul**

CNP IDITION 87

PREFACE

De nos jours l'électronique est une science extrêmement vaste. Elle a permis l'essort actuel de toutes les branches des sciences techniques.On la rencontre dans tous les domaines tels que la télécommunication, l'informatique, l'automatique... D'ailleurs, on rencontre de plus en plus de multiples appareils électroniques tels que les interphones, les radio-réveils, les montres électroniques, les jouets... Ceci a rendu nécessaire sa vulgarisation.

Devant le manque de manuels appropriés et dans le but de développer son enseignement nous avons élaboré ce manuel.

Il est destiné aux élèvesde la section technique industrielle des spécialités électrotechnique et électromécanique conformément aux programmes officiels de la 4e, 5e et 6ème année.

La progression logique des chapitres de ce manuel nous a forcé à ne pas traiter séparément les programmes relatifs à ces trois niveaux.
Par exemple pour la section électrotechnique le transistor à jonction est traité en deux parties. La 1ère partie relative au régime statique est faite en 5ème et la 2ème relative au régime dynamique est programmée pour la 6ème année.

Rappelons que le cours d'électronique, dans les classes de 4ème année, débute un trimestre plus tard que celui d'électrotechnique de la même classe.
C'est pour cette raison que dans certains cas nous avons supposé connues certaines notions d'électricité.

Nous restons à la disposition de tous les lecteurs qui veulent bien nous faire parvenir leurs remarques.
« Une pensée pour devenir plus humaine doit se prolonger dans une technique » Descartes.

Les Auteurs

CHAPITRE I

CONSTITUTION DE LA MATIERE

LEÇON 1

STRUCTURE DE LA MATIERE

I – INTRODUCTION : ORIGINE DE L'ATOME

Atome vient du grec et veut dire qu'on ne peut pas diviser. Cette idée de l'atome est fort ancienne. Elle fut développée avec détail par Démocrite, qui vivait environ cinq siècle avant notre ère.

Il fallut ensuite attendre les travaux précis de Lavoisier au 18^{e} siècle qui posera les premières bases d'une chimie vraiement scientifique , puis, dans le siècle suivant, Gay-Lussac et Dalton. Notre propos n'est pas ici de faire un exposé historique, mais, plutôt de montrer comment cette notion d'atome peut s'imposer simplement pour peu qu'on veuille fixer son attention.

Prenons un morceau de sel et plaçons-le dans un verre d'eau, nous savons qu'il va disparaître en apparence, mais nous savons aussi que le sel est toujours présent, une simple goutte d'eau mise sur la langue nous renseignera. Le contenu du verre est devenu de l'eau salée. Le sel est présent dans chacune des gouttes, il s'est donc intimement mêlé à l'eau. Nous pouvons facilement le faire apparaître de nouveau : il suffit de provoquer l'évaporation de l'eau.

Comment expliquer cette expérience sans admettre que l'eau et le sel sont constitués par des particules extrêmement petites qui peuvent se mêler de telle sorte qu'on ne puisse plus les distinguer ?

Ces particules sont extraordinairement petites car elles échappent au pouvoir des microscopes les plus puissants.

Sont-elles des atomes ? Non, car ni le sel ni l'eau ne sont des corps simples ou éléments : ce sont des corps composés.

Une expérience très simple nous permet de décomposer l'eau en hydrogène et en oxygène ; il suffit pour celà d'employer un voltamètre.On constate qu'il y a formation d'un volume d'oxygène sur l'électrode négative (fig.1).

Pour le sel, la décomposition totale ferait apparaître du chlore et du sodium.
En revanche, toute tentative chimique de décomposer le chlore, l'oxygène, l'hydrogène ou le sodium n'aboutirait à rien. Ce sont des corps simples.

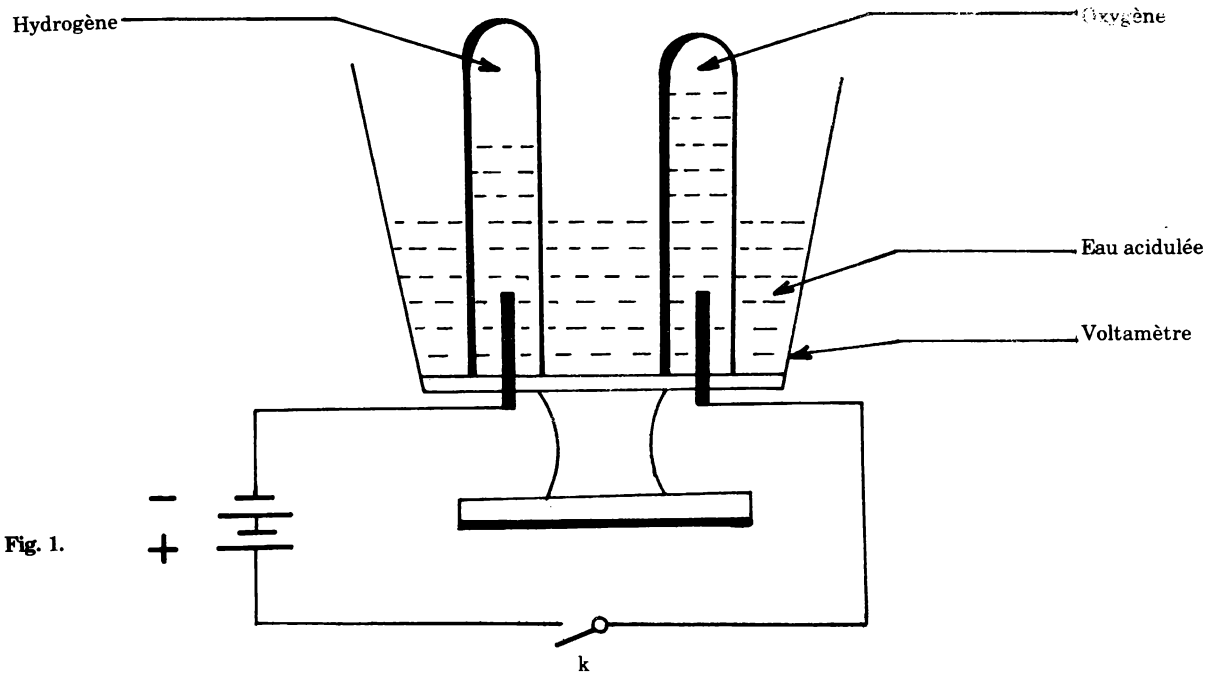


Fig. 1.

II – STRUCTURE DE LA MATIERE

1 – SUBDIVISION DE LA MATIERE

La matière est divisible en particules extrêmement petites, ceci ne veut pas dire qu'elle est divisible à l'infini.Tout corps est formé de particules telles que si on les divise, on détruit son individualité chimique : ces particules sont les MOLECULES.

2 – MOLECULE

2 – a – Définition :

La molécule d'un corps pur est la plus petite partie de ce corps qui puisse exister à l'état libre et qui possède encore les propriétés de ce corps.
Fractionner une molécule c'est détruire ce corps.

2 – b – Constitution de la molécule :

Elle est formée d'un ou de plusieurs atomes. Lorsque la molécule est composée d'atomes identiques on a un corps simple.
Exemple : Néon (Ne) – Hydrogène (H_2) – Ozone (O_3) – Germanium (Ge) – Silicium (Si) – Bore(B)
Lorsque la molécule est composée d'atomes différents on a un corps composé.
Exemples : L'eau : H_2O – Soude : NaOH – Acide sulfurique: H_2SO_4

3 – ATOME

3 – a – Définition :

L'atome est la plus petite partie d'un élément , à l'état électrique neutre, susceptible d'entrer dans les combinaisons pour former une molécule.

3 – b – Constitution :

* L'atome est composé d'un noyau autour duquel gravitent des électrons.
* L'électron de masse très faible porte une charge négative.
* Le noyau est composé de protons et de neutrons.
  - Le proton est une particule élémentaire chargée d'électricité positive.
  - Le neutron c'est une particule électriquement neutre constituant avec les protons, les noyaux des atomes.

	Charge	Masse
Proton	$+1{,}602.10^{-19}$C	$1{,}68.10^{-27}$.kg
Neutron	Neutre (0 C)	$1{,}68.10^{-27}$.kg
Electron	$-1{,}602.10^{-19}$C	$9{,}10.10^{-31}$.kg

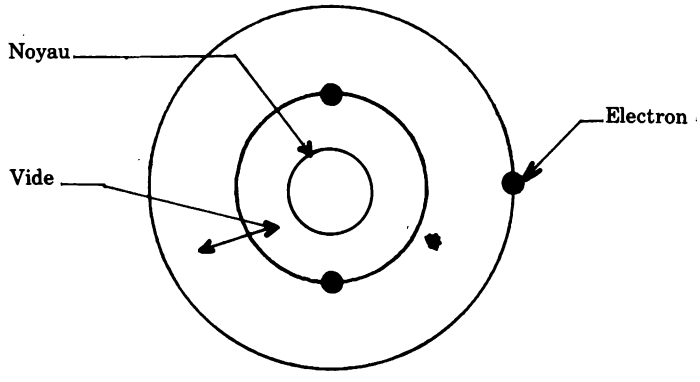


Fig.2 : Représentation plane d'un atome

Entre le noyauet les électrons il y a du vide. En réalité les cercles sont des éllypsoïdes.

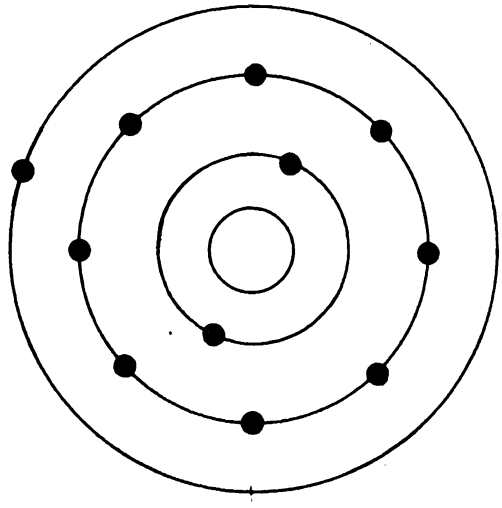


Fig. 3 : Le sodium (Na)

Exemple d'atome

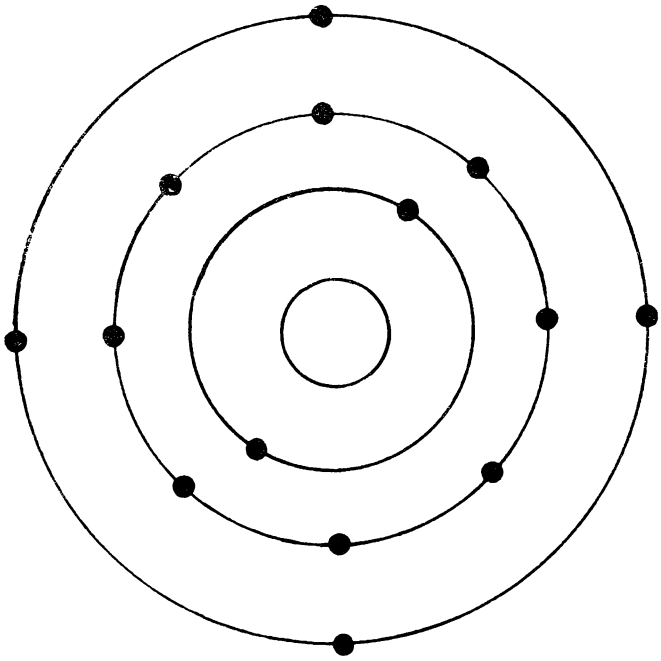


Fig. 4 : Le Silicium (Si)

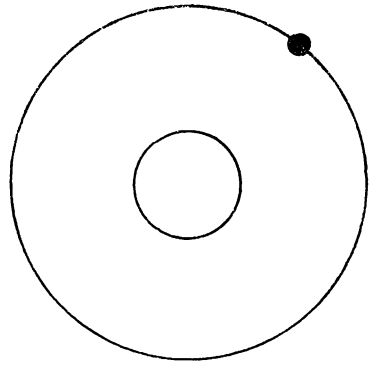


Fig. 5 : L'hydrogène (H)

4 – IONS POSITIFS ET IONS NEGATIFS

a – Définition d'un ion :

Un ion est un atome ou un groupe d'atomes possédant une charge électrique.

b – Ion positif :

Lorsqu'un atome (ou un groupe d'atomes) perd un ou plusieurs électrons, sa charge globale devient positive. On obtient un ion positif.

c – Ion négatif :

Lorsqu'un atome (ou un groupe d'atomes) gagne un ou plusieurs électrons, sa charge globale devient négative. On obtient un ion négatif.

5 – COMMENT OBTENIR UN ION

Pour faire échapper un électron à son atome il faut lui fournir de l'énergie.
Si l'énergie fournie à l'électron est suffisante, il quitte l'atome, ce dernier est dit ionisé.
Si l'énergie fournie à l'électron ne lui permet pas de quitter l'atome, ce dernier est dit excité.

6 – REMARQUE

La structure de certains corps ne comporte pas la molécule comme élément constitutif. Dans ce cas les atomes sont organisés en groupes étendus appelés cristaux. Ce sont les corps cristallins tels que le silicium et le germanium (voir chapitre V).

III – CONDUCTEURS ET ISOLANTS

1 – CONDUCTEURS :

Les métaux sont un exemple type de corps conducteurs d'électricité. Les atomes d'un métal perdent facilement des électrons de la couche périphérique. Ces électrons deviennent libres et circulent dans le vide du cristal d'une façon désordonnée.

2 – ISOLANTS :

Dans un isolant il y a très peu d'électrons libres. Mais un isolant parfait n'existe pas.

CHAPITRE II

EMISSIONS ELECTRONIQUES

LEÇON 2

EXTRACTION DES ELECTRONS D'UN METAL

I - INTRODUCTION

Par différents moyens on peut extraire des électrons d'un métal. On appelle ce phénomène EMISSION ELECTRONIQUE. Ce phénomène est à la base du fonctionnement des tubes électroniques.

On sait que les électrons libres d'un métal, à température ambiante, y circulent d'une façon désordonnée. Ils possèdent donc une énergie cinétique ($\frac{1}{2} mv^2$) qui est insuffisante pour permettre aux électrons de quitterle métal. Un apport d'énergie extérieur est donc nécessaire pour que ces électrons quittent le métal.

II - ENERGIE D'EXTRACTION :

On appelle énergie d'extraction ou énergie de sortie, l'énergie totale dont un électron a besoin pour avoir la possibilité de quitter le métal solide.

Soient : W_0 : l'énergie propre de l'électron
W : l'énergie à apporter à l'électron.
W_s : l'énergie de sortie ou d'extraction.

Il faut que : $\boxed{W + W_0 \geqslant W_s}$, pour que l'électron quitte son atome.

III - POTENTIEL DE SORTIE :

1 - DEFINITION

Le potentiel de sortie V_s est la tension d'accélération qui communiquerait à un électron partant du repos, une énergie égale au travail de sortie.

$$\boxed{W_s = e \cdot V_s}$$

et

$$\boxed{V_s = \frac{W_s}{e}}$$

$\left\{ \begin{array}{l} W_s \text{ en joules (j)} \\ e \text{ en Coulombs (C)} \\ V_s \text{ en Volts (V)} \end{array} \right.$

2 – L'ELECTRON – VOLT

L'électron-volt est l'énergie acquise par un électron lorsqu'il est soumis à une d.d.p. de 1 volt.

$$1\ e.V = 1{,}602 \cdot 10^{-19}\ j$$

3 – EXEMPLES

Métal	Al	Zn	Ni	Hg	Ag
V_s en V	3	3,4	5	4,5	4,7
W_s en e.V	3	3,4	5	4,5	4,7
W_s en j	$4{,}806.10^{-19}$	$5{,}446.10^{-19}$	$8{,}01.10^{-19}$	$7{,}209.10^{-19}$	$7{,}529.10^{-19}$

4 – REMARQUE :

Il ne faut pas confondre énergie d'extraction et énergie d'ionisation. En effet :
L'énergie d'ionisation est celle qu'il faut fournir à un électron pour qu'il quitte son atome à l'état gazeux.
Exemple : pour l'aluminium, l'énergie d'ionisation (à l'état gazeux) est 6,2 e.V, alors que son énergie d'extraction (à l'état solide) est 3 e.V.

IV – DIFFERENTS PROCEDES D'EXTRACTION

Les différents procédés d'extraction des électrons d'un métal sont :

a – Emission photoélectronique :

Sous l'effet d'un rayonnement lumineux, des électrons peuvent quitter le métal :c'est l'émission photoélectrique (voir figure 6).

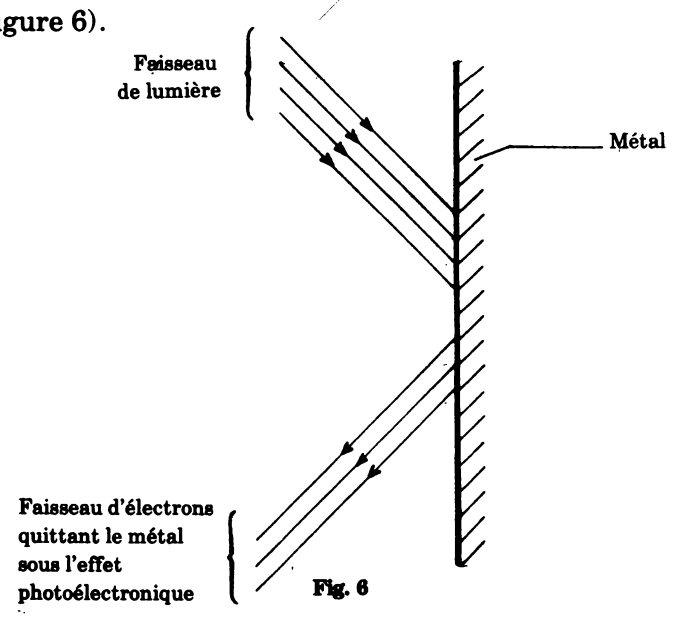


Fig. 6

b – Emission secondaire

Le bombardement de la surface d'un métal par un faisceau d'électrons entraine une émission plus importante d'électrons que le faisceau bombardant. C'est l'émission secondaire (voir fig.7).

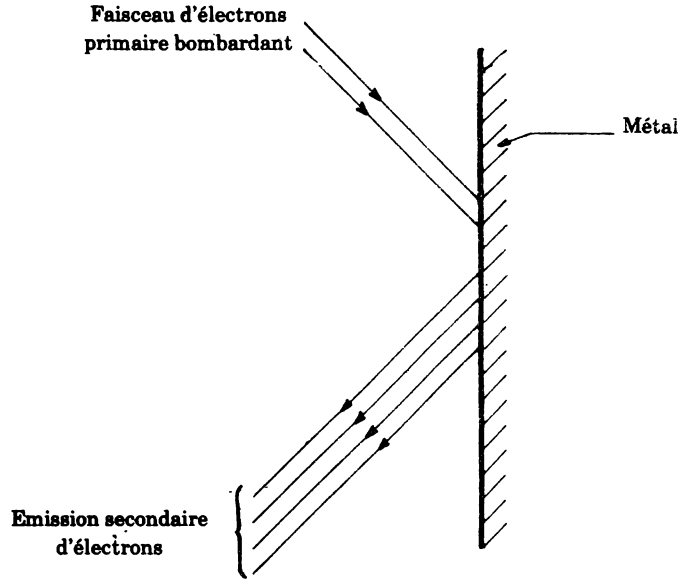
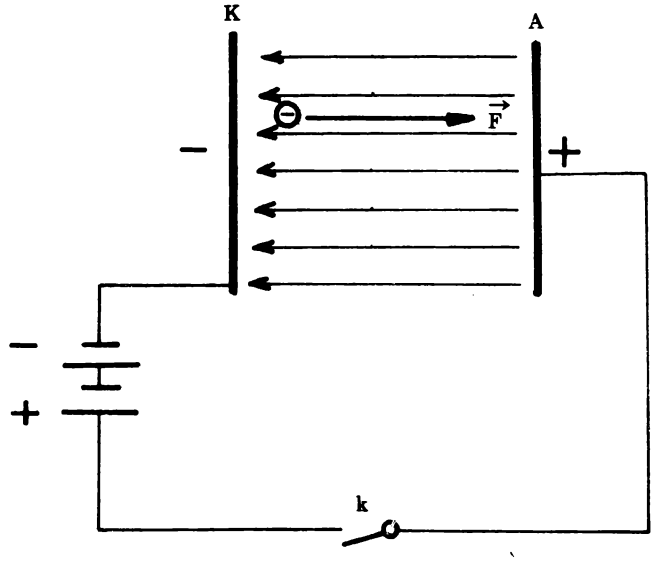


Fig. 7.

c – Emission par champ électrique

Sous l'effet d'un champ électrique élevé E, on peut extraire des électrons d'un métal. (voir fig.8)
Les tubes qui fonctionnent uniquement suivant ce principe s'appellent : tubes à cathodes froides.
Exemple : tubes fluorescents (en fonctionnement normal après amorçage).



$$\vec{F} = -|e| . \vec{E}$$

Fig. 8.

d – Emission thermoélectrique :

En augmentant la température d'un métal on fait accroître la vitesse de ses électrons donc leur énergie. Grâce à cet apport d'énergie, les électrons d'un métal peuvent le quitter (lorsque $W + W_0 \geqslant W_s$). (fig. 9).

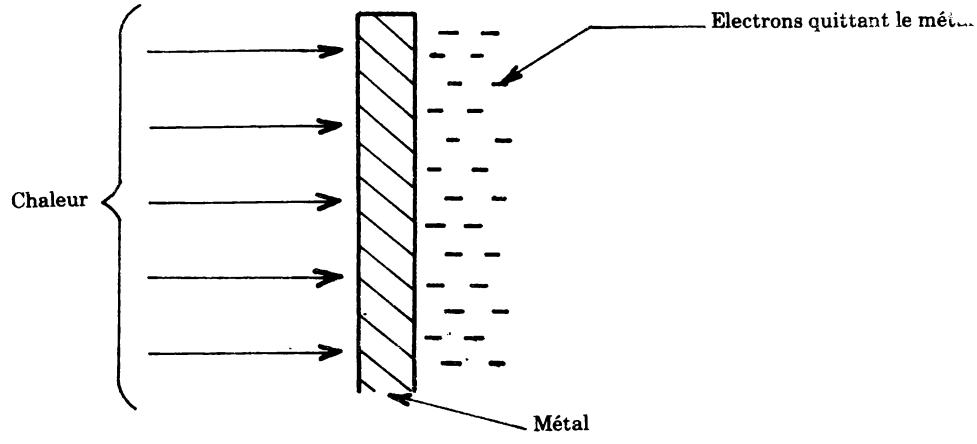


Fig. 9.

En conclusion l'émission des électrons résultant d'un apport de chaleur s'appelle : Emission thermoélectronique.

e – Remarque :

Les différents procédés d'extraction peuvent coexister.

Exemple : Dans un tube diode on rencontre l'émission thermoélectronique et l'émission par champ électrique. (voir leçon 3).

LEÇON 3

EMISSION THERMOELECTRIQUE DIODE A VIDE

I - ETUDE EXPERIMENTALE

1 - OBSERVONS UNE DIODE À VIDE

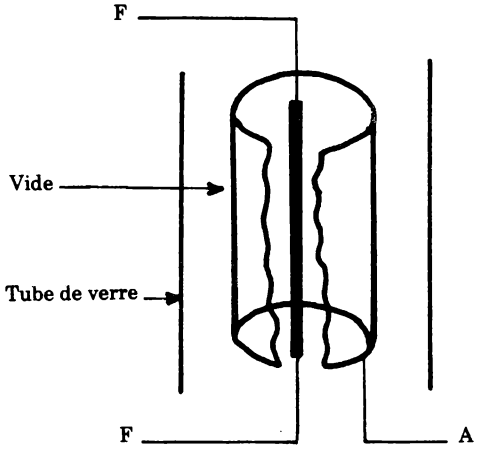


Fig.10 F, F : filament (cathode)
A : Anode ou plaque.

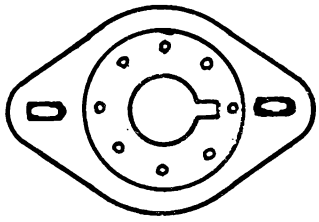


Fig.11 Support de tube (type octal)

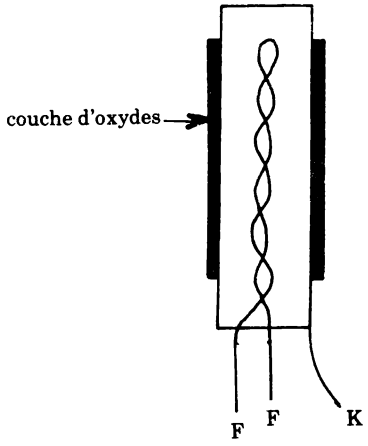
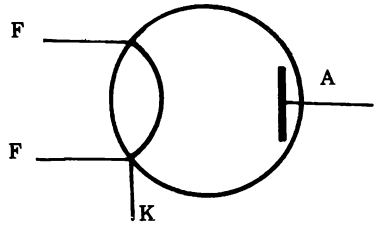


Fig.12 K : cathode

Le tube diode observé (par exemple le tube EZ80) comprend :

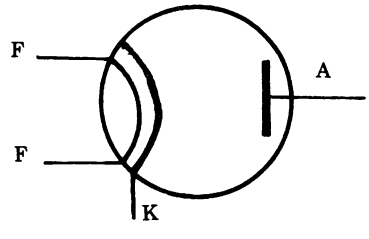
- Un filament F,F en tungstène, appelé cathode pour les tubes à chauffage direct. Dans les diodes à chauffage indirect, la cathode enveloppe le filament.
- Un cylindre entourant la cathode appelé anode.
- Une embase traversée de 8 broches. Le tube peut être monté sur un support analogue à celui de la figure 11.
- Une ampoule de verre dans laquelle il y a du vide. En réalité on n'a pas un vide parfait, mais un peu d'air sous une pression très faible (10^{-6} mm de mercure).

2 - SYMBOLE DU TUBE DIODE



Diode à chauffage direct

Fig.13



diode à chauffage indirect

3 – EXPERIENCES

a) Expérience n° 1

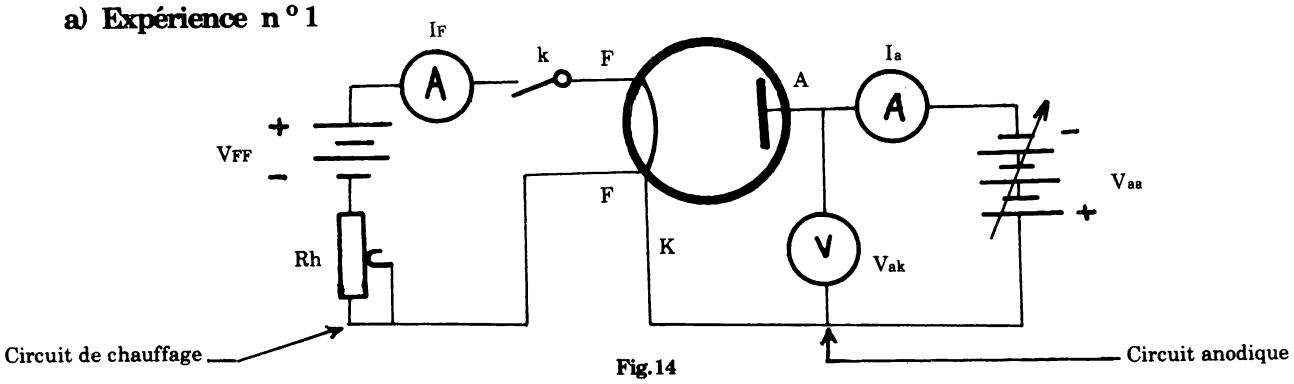


Fig.14

* L'interrupteur k étant ouvert, (I_F = OA) : aucun courant anodique ne circule. Ia = OA

b) Expérience n° 2 :

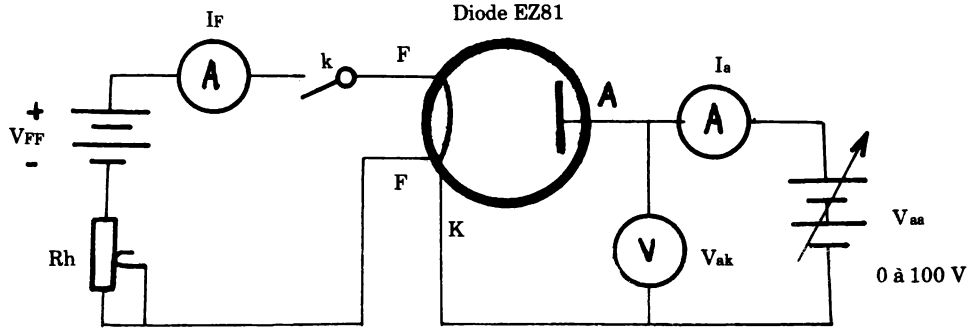


Fig.15

* L'interrupteur k étant ouvert (I_F = OA) on a interverti les pôles de la source anodique V_{aa} tel que le pôle plus est relié à A et le moins à la cathode : aucun courant anodique ne circule. Ia = OA
* Fermons l'interrupteur k : Il y a un courant anodique ($I_a \neq$ OA)

c) Conséquences :

Le tube diode ne conduit que lorsque les deux conditions suivantes sont réalisées simultanément:
1ère condition : filament chaud ($I_F \neq 0$)
2ème condition : le potentiel de l'anode est positif par rapport à celui de la cathode.
On déduit aussi qu'une diode à vide dont le filament est chauffé laisse passer le courant dans un seul sens :
c'est celui de l'anode vers la cathode : (voir figure 16).

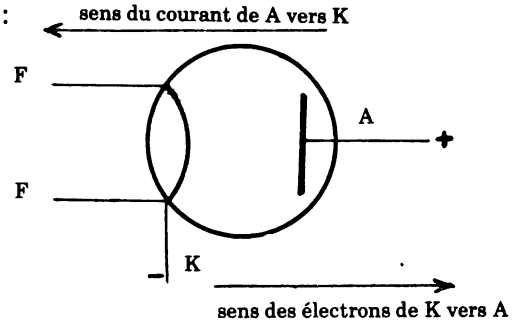


Fig.16

II - CARACTERISTIQUES STATIQUES D'UNE DIODE A VIDE

1 - DEFINITION

Soient : I_F : Courant de chauffage
I_a : courant anodique
V_{ak} : tension anodique

On prend I_F comme paramètre et on trace les caractéristiques $I_a = f(V_{ak})$ à I_F = cte. On obtient un réseau de caractéristiques appelées caractéristiques statiques de la diode.

2 - MONTAGE

(voir figure 15)

l'interrupteur k est fermé.

3 - TABLEAU DES VALEURS

a) $I_a = f(V_{ak})$ à $I_F = 0,75$ A

I_a en mA	0	10	20	30	40	47	50	52	55
V_{ak} en V	0	5	8	10	16	30	40	50	70

b) $I_a = f(V_{ak})$ à $I_F = 1$ A

I_a en mA	0	10	20	30	60	70	80	90	95
V_{ak} en V	0	5	8	10	16	19	25	40	70

4 – COURBES

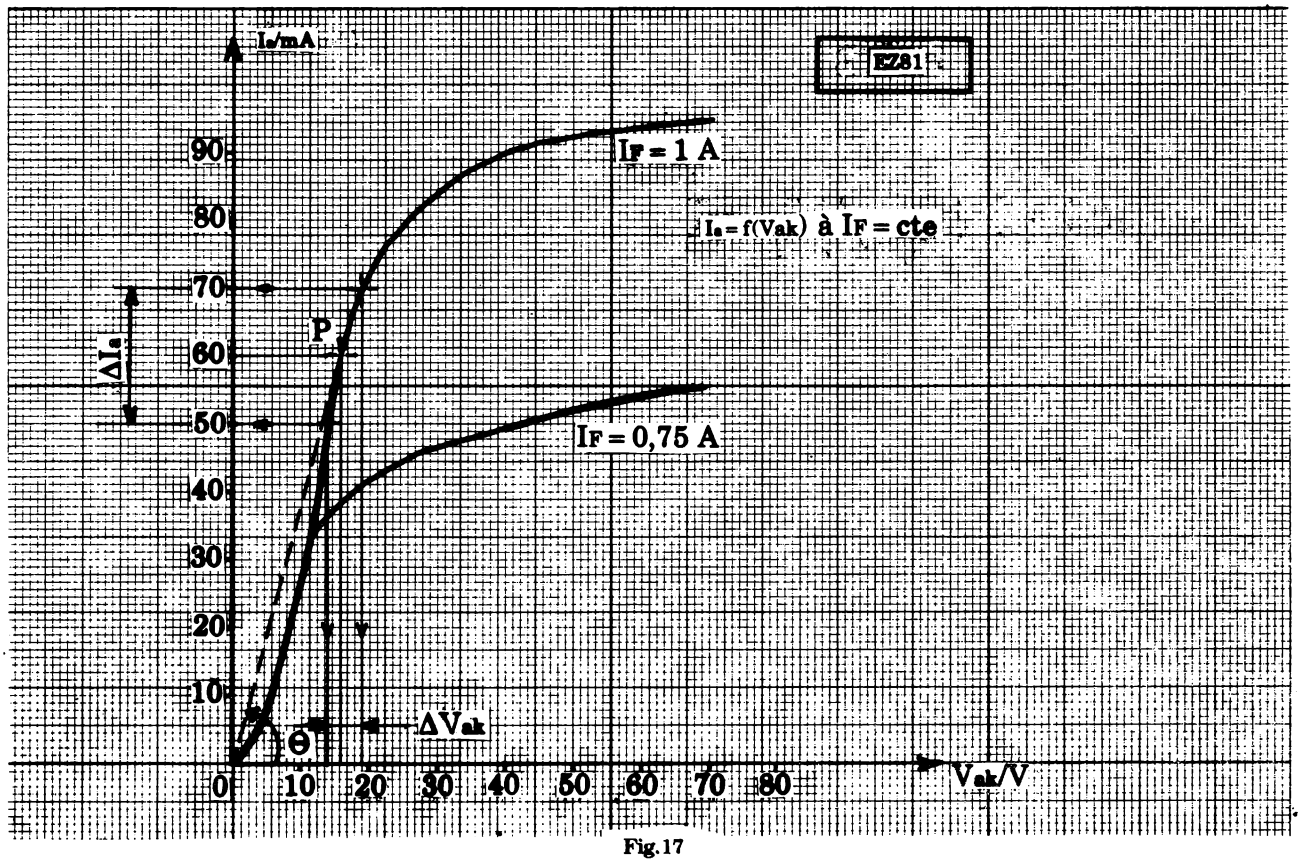


Fig.17

5 – RESISTANCE INTERNE

a) Définition

Autour d'un point P de la caractéristique statique, c'est le quotient d'une très petite variation ΔU_{ak} par la très petite variation correspondante du courant anodique (ΔI_a).

$$R_d = \frac{\Delta U_{ak}}{\Delta I_a} \quad \text{à } I_F = \text{cte}$$

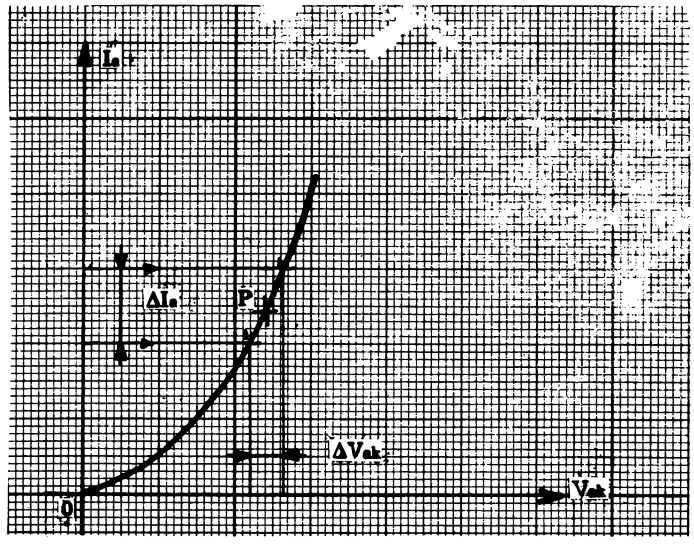


Fig.18

b) Résistance statique R_s

C'est le quotient , au point P entre la tension anodique U_{ak} et le courant anodique I_a.

Ne pas confondre R_s et R_e.

$$R_s = \frac{U_{ak}}{I_a}$$ (voir figure 19)

c) Exemple :

Considérons la caractéristique statique $I_a = f(U_{ak})$ à $I_F = 1A$. Soit le point P de coordonnées : (16 V , 60 mA).

* Calculons la résistance interne dynamique de la diode autour de ce point P.
On mesure sur la caractéristique (voir figure 17)

$$\left.\begin{array}{l} \Delta U_{ak} = 5\ V \\ \Delta I_a = 20\ mA \end{array}\right| \Longrightarrow R_d = \frac{5}{20.10^{-3}} = 250\ \Omega$$

* Calculons maintenant la résistance statique R_s de la diode :

$$R_s = \frac{16}{60\ .\ 10^{-3}} \simeq 267\ \Omega$$

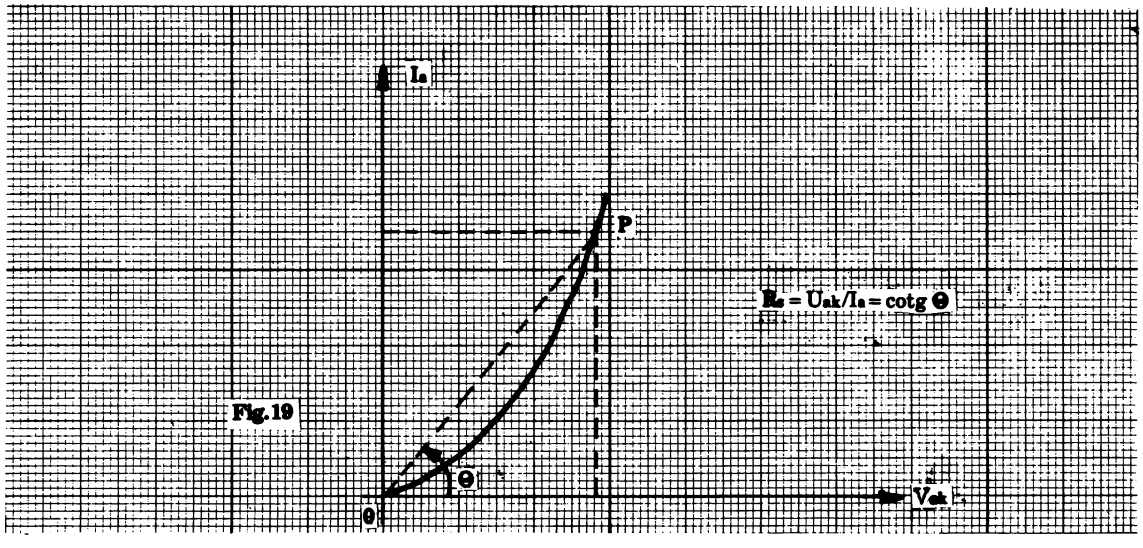


Fig.19

III - INTERPRETATION DES RESULTATS

a) Rappel : Effet thermoélectrique :

Dans un atome (quelconque) , quand la température est supérieure au zéro degré absolue, les électrons sont en mouvement continu et quelconque.
Les électrons libres du métal (de la cathode) ont une vitesse donc une énergie cinétique qui

augmente lorsque la température augmente. A partir d'une certaine température leur énergie devient suffisante sans qu'ils quittent le métal : c'est l'effet thermoélectrique.

b) Origine de I_a

b1) * la diode est polarisée dans le sens direct (fig.15).

Sous l'effet du champ électrique $\vec{E}$ dû à V_{aa} ces électrons qui quittent la cathode sont soumis à une force électrique $\vec{F} = q \cdot \vec{E} = e \cdot \vec{E}$ (avec $e < 0$) de sens contraire à $\vec{E}$ (voir figure 20).

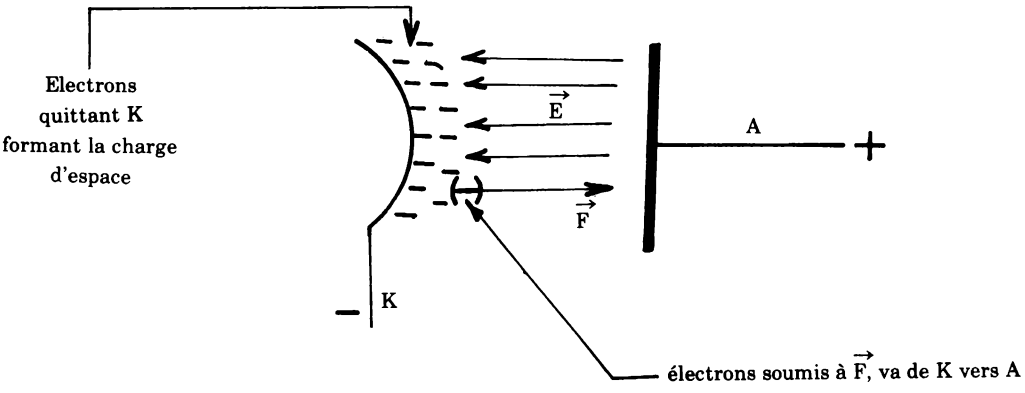


Fig.20

Il s'établit alors un mouvement permanent d'électrons de K vers A.
Dans un tube diode la conduction est donc le résultat de deux phénomènes :
– l'émission thermoélectronique.
– le champ électrique.

b2) * la diode est polarisée dans le sens inverse (fig.14).

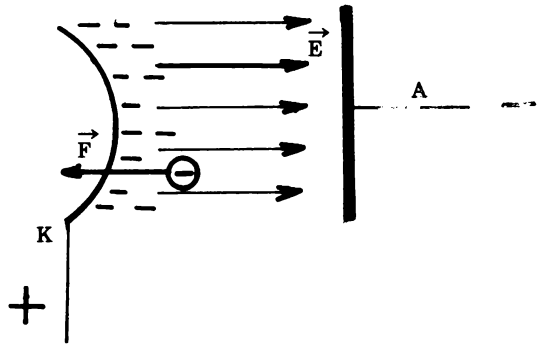


Fig.21

Aucun électron parmi ceux qui ont quitté la cathode n'atteint l'anode car il est soumis en cours de route à une force électrique $\vec{F} = -|e|\vec{E}$ qui le ramène vers la cathode. Le courant inverse d'une diode est donc nul.

c) Saturation

A un moment donné l'intensité ne croit plus même si on augmente la tension anodique. C'est qu'à partir d'une certaine tension U_s dite de saturation, la plaque attire tous les électrons émis par la cathode (fig.22)

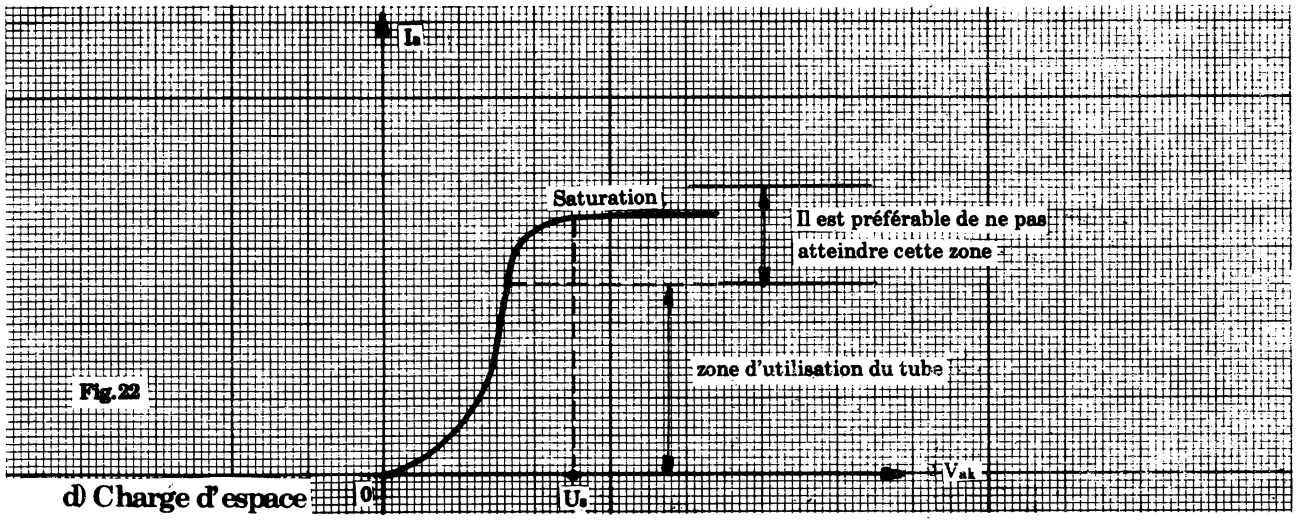


Fig.22

d) Charge d'espace

Les électrons émis par la cathode forment autour de cette dernière un nuage (d'électrons) appelé CHARGE D'ESPACE (Fig.20).

Exemple : Cas d'une lampe à incandescence.
Autour du filament il se forme un nuage électronique. En quittant le métal les électrons y laissent des ions positifs. Ces électrons sont donc attirés par ces ions. Un équilibre s'établit entre les électrons rentrant et ceux sortant.

IV – DIODE IDEALE

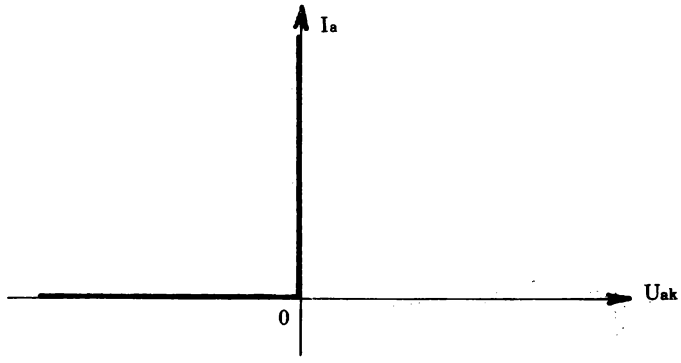


Fig.23

La résistance directe d'une diode est nulle et la résistance inverse est infinie. (fig.23)
Une diode idéale se comporte donc :
– dans le sens direct comme un interrupteur fermé
– dans le sens inverse comme un interrupteur ouvert.

V – DROITE DE CHARGE

1 – MONTAGE

Le circuit de chauffage n'est pas représenté mais il existe

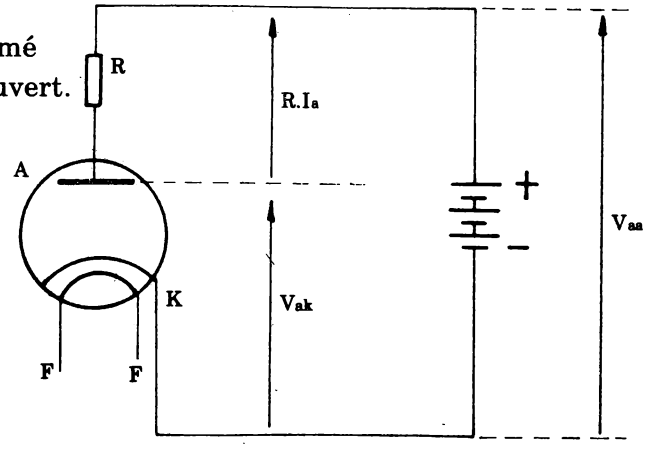


Fig.24

2 – DROITE DE CHARGE

La loi d'Ohm appliquée au circuit anodique donne :

$$V_{aa} = V_{ak} + R.I_a \quad \Leftrightarrow \quad \boxed{I_a = -\frac{1}{k}.V_{ak} + \frac{V_{aa}}{R}}$$

Posons : $I_a = y$

$V_{ak} = x$

$-\frac{1}{R} = a = \text{constante}$

$+\frac{V_{aa}}{R} = b = \text{cte.}$

On retrouve la fonction y = ax + b.La courbe représentative de la fonction $I_a = f(V_{ak})$ (du récepteur R) est une droite de pente $-\frac{1}{R}$ (négative).

Pour tracer cette droite il faut au moins connaître 2 points par lesquels cette droite passe :

* **premier point : A**

pour $I_a = 0 \Longrightarrow V_{ak} = V_{aa} \Longrightarrow A : (V_{aa}, 0)$

* **deuxième point : B**

pour $V_{ak} = 0 \Longrightarrow I_a = \frac{V_{aa}}{R} \Longrightarrow B : (0 , \frac{V_{aa}}{R})$

3 – POINT DE FONCTIONNEMENT P

Le point de fonction P de la diode est la solution du système : $\begin{cases} I_a = f(V_{ak}) \text{ du récepteur} \\ I_a = f(V_{ak}) \text{ de la diode} \end{cases}$

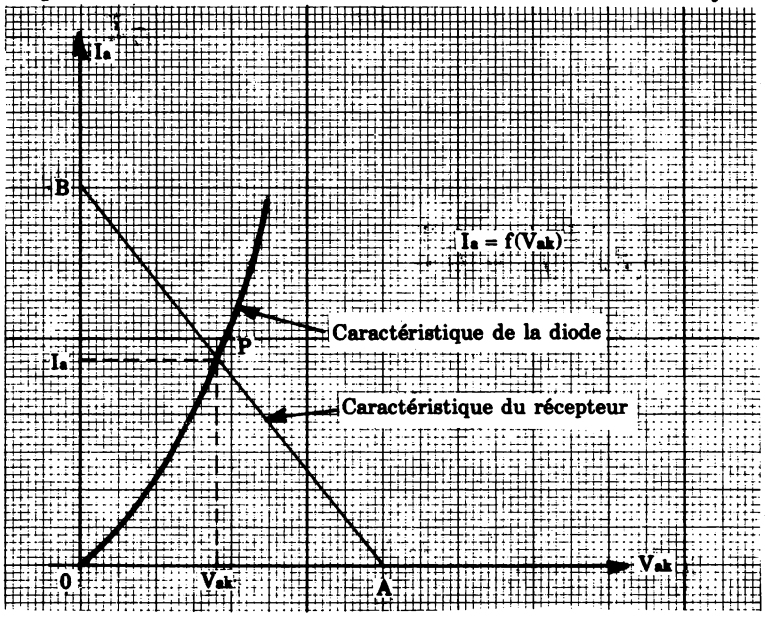
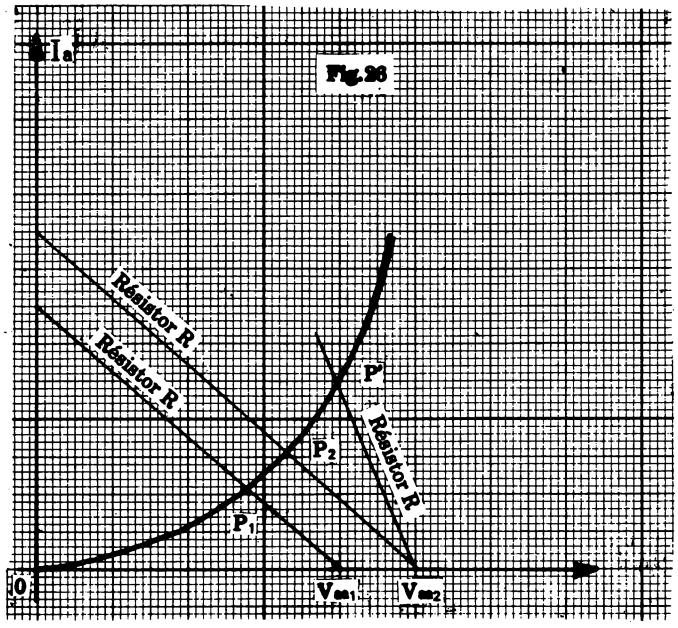


Fig.25



Le point de fonctionnement renseigne sur les conditions de fonctionnement du récepteur en fonction dela diode utilisée et du générateur.

La figure montre que :

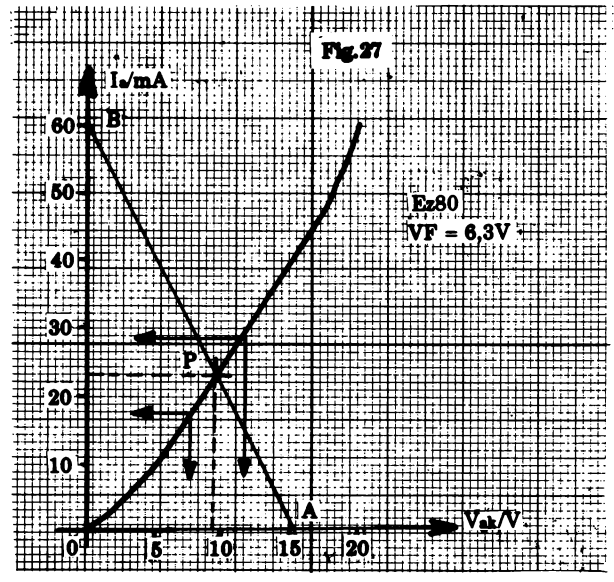
– pour un même résistor R, le point de fonctionnement varie avec la tension d'alimentation (P_1 pour V_{aa1}, P_2 pour V_{aa2})

– pour une même tension d'alimentation le point de fonctionnement varie avec la résistance du resistor (P_2 pour R et P' pour R').

Exercice n° 1 (résolu)

Une diode EZ80 (fig.27) est mise en série avec une résistance R et une source de tension continue V_{aa}.

1) Faire le schéma du montage.
2) Ecrire l'équation dela droite de charge.
3) Placer le point de fonctionnement pour $R = 250\ \Omega$ et $V_{aa} = 15$ V.
4) Déterminer autour de ce point de fonctionnement la résistance interne de la diode.



Solution :

1) voir figure 15.

2) l'équation de la droite de charge est : $I_a = \frac{I_{aa}}{R} - \frac{V_{ak}}{R}$

3) Pour $I_a = 0 \Longrightarrow V_{ak} = V_{aa} = 15\ V \Longrightarrow$ point A

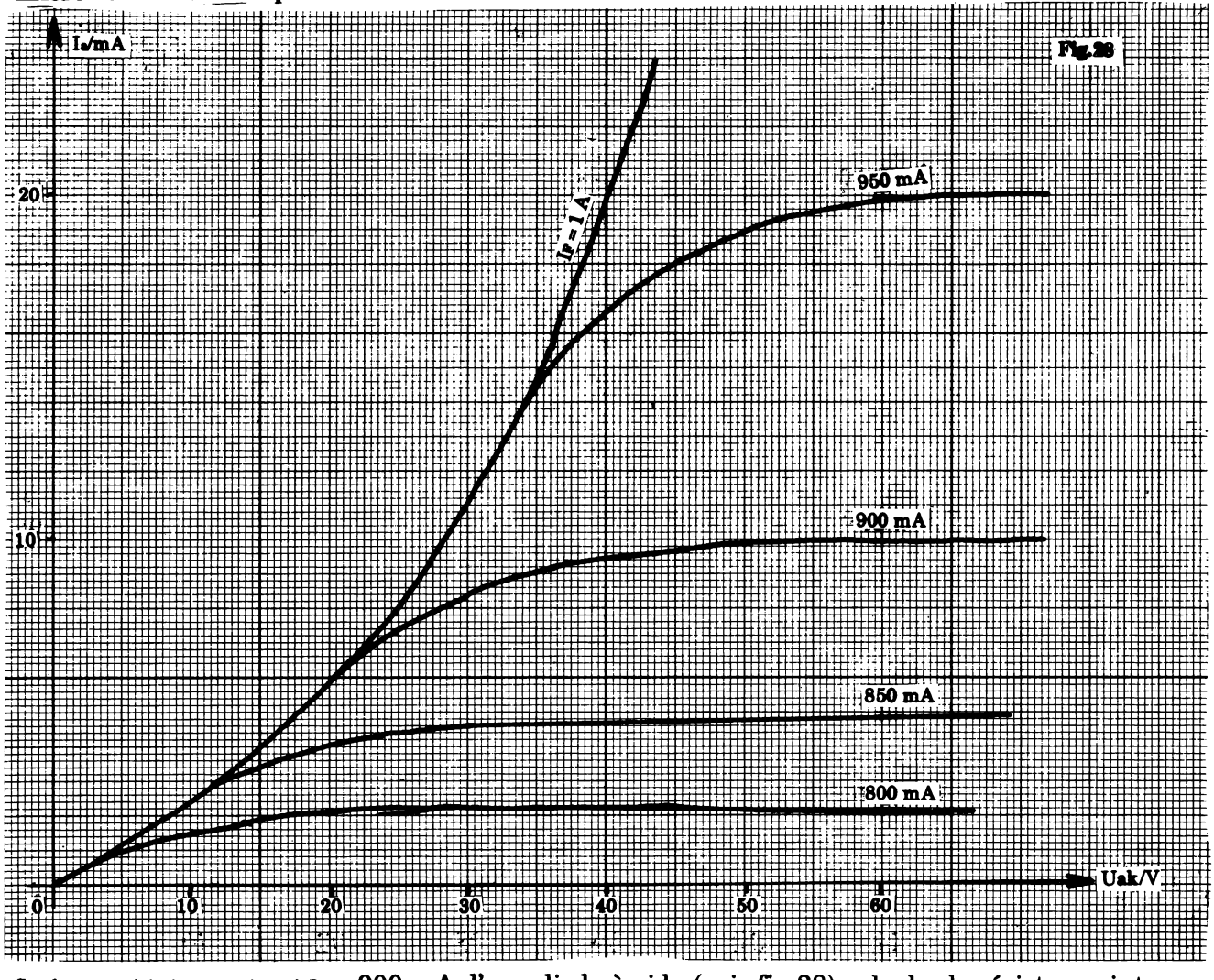
pour $V_{ak} = 0 \Longrightarrow I_a = \frac{V_{aa}}{R} = \frac{15}{250} = 60.10^{-3}\ A = 60\ mA \Longrightarrow$ point B

Connaissant 2 points (A et B) de la droite de charge on peut donc la tracer. L'intersection de cette droite avec la caractéristique statique de la diode donne le point de fonctionnement P(9 V , 22 mA).

4) Résistance interne ou dynamique :

$$R_d = \frac{\Delta I_{ak}}{\Delta I_a} = \frac{4}{11.10^{-3}} \simeq 364\ \Omega$$

Exercice n ° 2 (avec réponse)



Sur la caractéristique statique à I_F = 900 mA d'une diode à vide (voir fig.28) calculer la résistance interne aux points :

U_{ak} = 5V, 10V, 15V, 20V, 25V, 30V, 35V, 40V, 45V, 50V, 55V et 60V.

En déduire la caractéristique $R_d = f(I_a)$ à I_F = 900 mA.

[pour V_{ak} = 40V, R_d = 1250 Ω]

Exercice n ° à résoudre

Une diode à vide de puissance est équivalente à une résistance $R_d = 0{,}5\ \Omega$ lorsqu'elle est polarisée dans le sens direct et a une résistance $R_i = \infty$ lorsqu'elle est polarisée dans le sens inverse. Son échauffement maximal est obtenu lorsque la puissance électrique que l'anode reçoit est P_M=4,5w

1) Tracer la caractéristique statique $I_a = f(V_{ak})$ de cette diode.
2) Tracer l'hyperbole de dissipation maximale sur le même repère d'axes et préciser la région interdite à cause de la limite de puissance permise.

L'hyperbole de dissipation maximale a pour équation :

$$P_M = I_a \,.\, V_{ak} \quad \text{(de la forme } x.y = cte)$$

3) Cette diode est mise en série avec une résistance R = 20 Ω et une f.e.m. continue E = 41V.

a) Faire un schéma du montage.

b) Exprimer la d.d.p. V_{ak} aux bornes de la diode en passant par E et par R, et traduire la relation trouvée dans le plan de la caractéristique de la diode.On obtient ainsi ce que l'on appelle la droite de charge de la diode.

c) Déduire du tracé précédent la valeur de l'intensité dans le circuit, de la d.d.p. aux bornes de R et aux bornes de la diode et de la puissance dans celle-ci.

LEÇON 4

LA TRIODE

I - GENERALITES

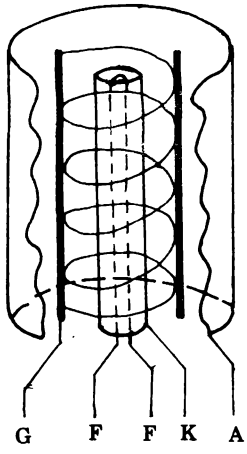


Fig.29

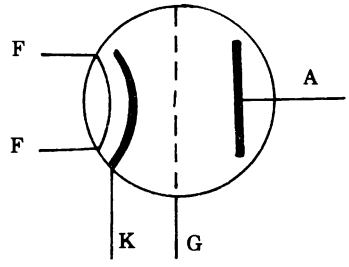


Fig.30

Au cours de la leçon précédente on a expliqué l'action du courant I_F de chauffage sur le courant anodique I_a d'une diode à vide.
En pratique on ne fait jamais varier le courant de chauffage d'une cathode. Par conséquent sa température est constante. Alors dans ces conditions la seule manière qui nous permet de faire varier I_a c'est de faire varier V_k.
Quarante ans avant l'invention du transistor, l'américain Lec de Forest interposa entre l'anode et la cathode d'une diode à vide une troisième électrode nommée « grille ». Cette grille nous permet de contrôler le courant anodique (comme on le verra plus loin).

II - OBSERVONS UNE TRIODE

Une triode est constituée de trois électrodes. Ces trois électrodes se présentent sous forme de cylindres coaxiaux. (Voir figure 29). La grille qui est interposée entre l'anode et la cathode est située beaucoup plus près de la cathode que de l'anode.

Triode = diode + grille de commande

III - SYMBOLE D'UNE DIODE

Voir fig.30

IV – ETUDE EXPERIMENTALE : CARACTERISTIQUES STATIQUES

1) MONTAGE

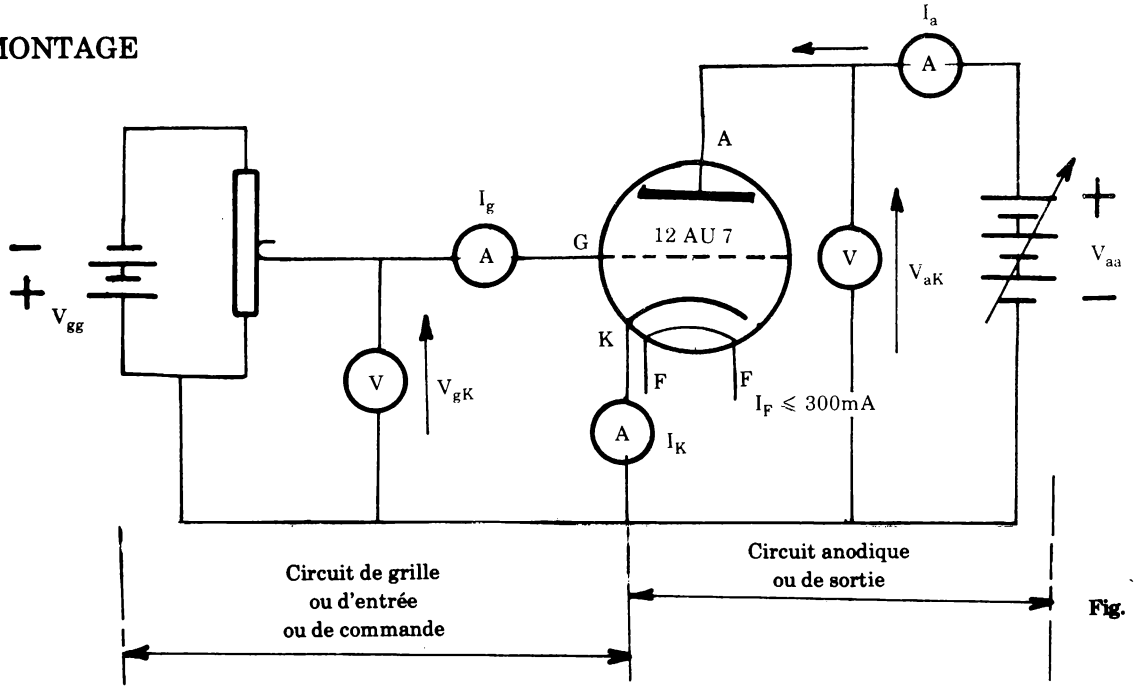


Fig. 31

Le circuit de chauffage n'est pas représenté sur la figure, mais il existe réellement.

2 – TABLEAU DES VALEURS

a) Caractéristiques $I_a = f(V_{ak})$ à $V_{gk} = cte$

$V_{gk} = 0$ V

I_a en mA	0	1,8	4	6	8,8	11,6	14,6	17,4	–	–
V_{ak} en V	0	20	40	60	80	100	120	140	–	–

$V_{gk} = -5$ V

I_a en mA	0	0	1,2	2,6	4,2	6	8,6	11,2	14,2	–
V_{ak} en V	0	7,6	100	120	140	160	180	200	220	–

$V_{gk} = -10$ V

I_a en mA	0	0	1,2	2,8	4,6	5,8	9	11	–	–
V_{ak} en V	0	144	180	200	220	240	260	280	–	–

$V_{gk} = -15$ V

I_a en mA	0	0	1,2	2,5	4	5,8	7,8	–	–
V_{ak} en V	0	208	240	260	280	300	320	–	–

$V_{gk} = -20$ V

I_a en mA	0	0	2	3,3	5	7	–	–	–
V_{ak} en V	0	280	320	340	360	380	–	–	–

$V_{gk} = -25$ V

I_a en mA	0	0	1,2	2,8	4,2	5,8	–	–	–
V_{ak} en V	0	322	360	380	400	420	–	–	–

b) Caractéristiques $I_a = f(V_{gk})$ à $V_{ak} = cte$

$V_{ak} = 100$ V

I_a en mA	10	6,2	2,6	0,4	0	–	–	–
V_{gk} en V	0	– 2	– 4	– 6	– 7,2	–	–	–

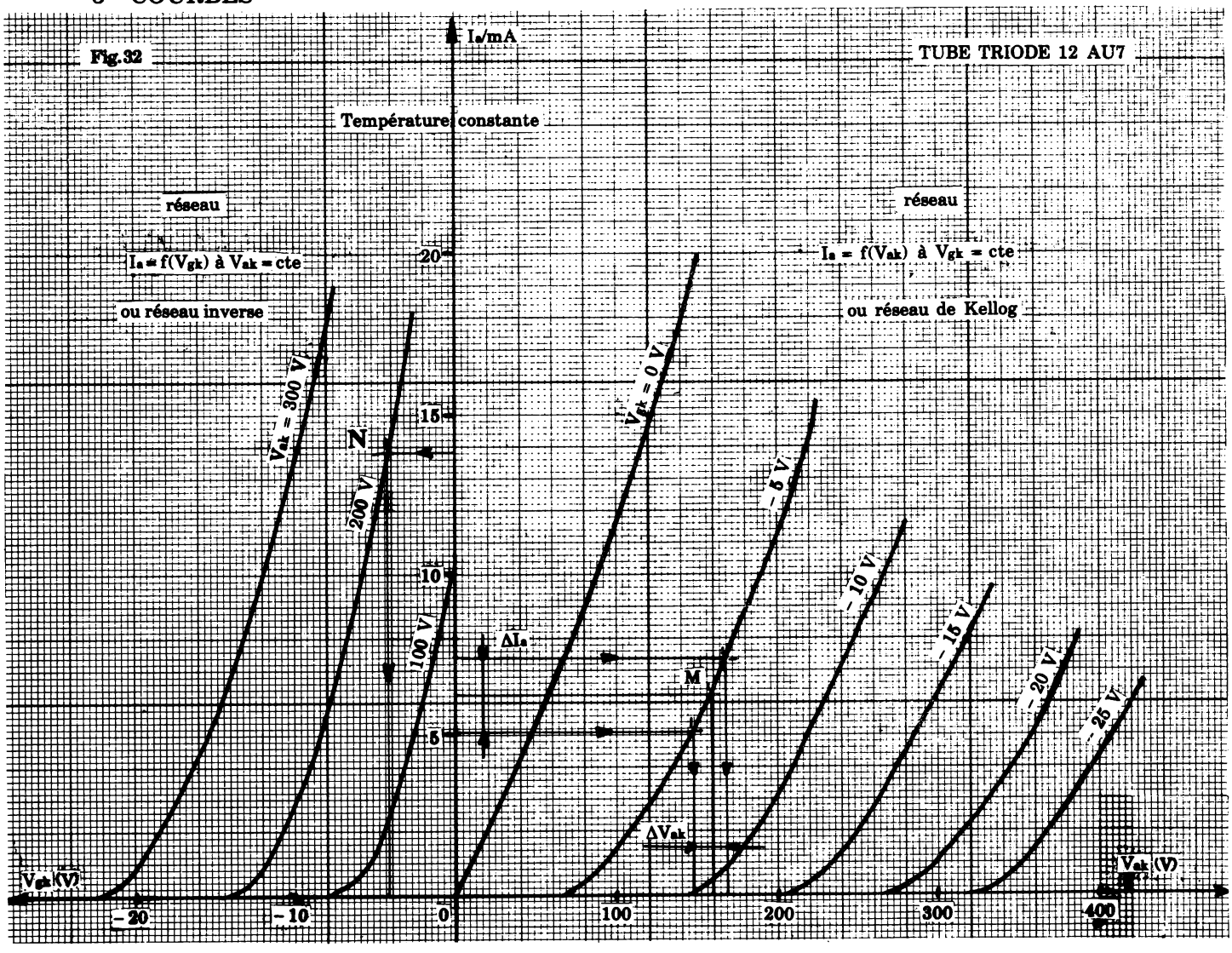
$V_{ak} = 200$ V

I_a en mA	18,4	13,8	9	5	2,4	0,8	0	–
V_{gk} en V	– 2	– 4	– 6	– 8	– 10	– 12	– 14	–

$V_{ak} = 300$ V

I_a en mA	17,4	13,6	9,2	6,4	4	2	0,6	0
v_{gk} en V	– 8	– 10	– 12	– 14	– 16	– 18	– 20	– 25

3 – COURBES



4 – AUTRES RESULTATS

a) $V_{gk} < 0 \Longrightarrow I_g = 0$ et $I_a = I_k$

b) $V_{gk} = 0$, la grille est reliée à la courbe. On a aussi $I_g = 0$ et $I_a = I_k$. La triode fonctionne comme une diode .

c) $V_{gk} > 0$, I_g est différent de zéro et est très faible.

d) Inversons la polarisation du circuit anodique. La cathode devient positive par rapport à l'anode. La triode ne conduit plus aucun courant. $I_a = OA$. Alors :

La triode (comme la diode) ne conduit le courant que dans le seul sens de A vers K.

5 INTERPRETATION DES RESULTATS

a) $V_{gk} = 0$ (fig.33)

La caractéristique I_a (V_{ak}) est analogue à celle de la figure 28.
Le tube triode fonctionne alors en diode à vide.

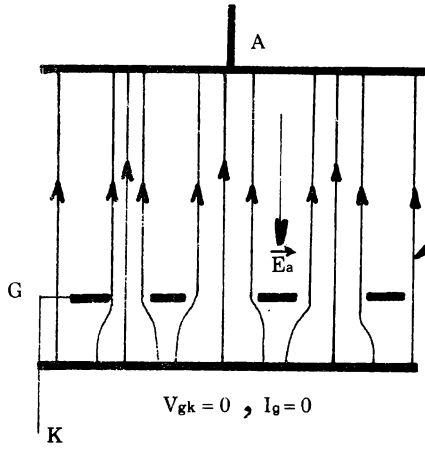


Fig.33

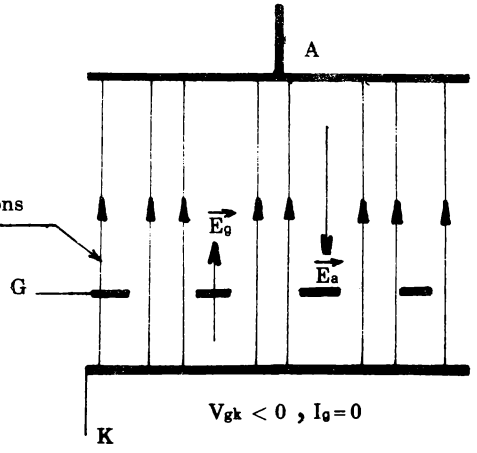


Fig.34

b) $V_{gk} < 0$ (fig.34).

La tension de grille impose un champ électrique $\vec{E}_g$ qui s'oppose au champ $\vec{E}_a$ créé par V_{ak}.

Si $V_{gk} \searrow \Longrightarrow |V_{gk}| \nearrow \Longrightarrow |E_g| \nearrow \Longrightarrow I_a \searrow$

Si $V_{gk} \nearrow \Longrightarrow |V_{gk}| \searrow \Longrightarrow |E_g| \searrow \Longrightarrow I_a \nearrow$

c) V_{gk} très négative (fig.35)

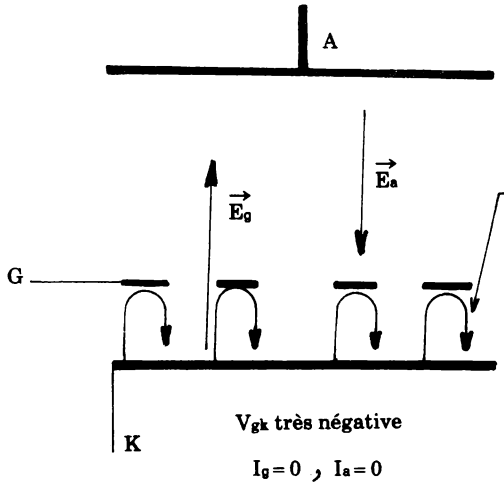


Fig.35

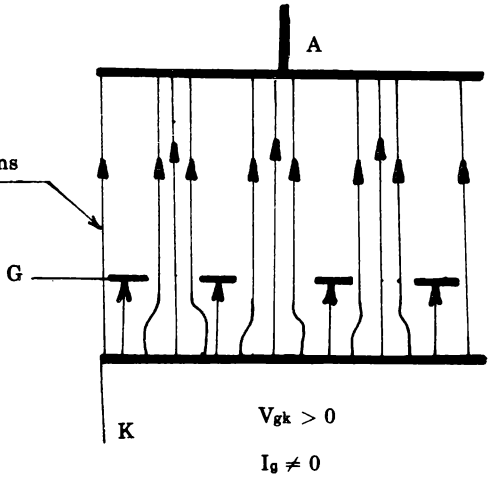


Fig.36

Si on diminue beaucoup V_{gk} ($|V_{gk}|$ augmente), pour une tension anodique V_{ak} gardée constante, il existe une valeur de V_{gk} pour laquelle le courant anodique I_a s'annule. Cette valeur s'appelle tension de blocage ou de coupure (ou de cut off). Le point de fonctionnement correspondant s'appelle point de cut-off.

Exemples :

- pour $V_{ak} = 100$ V $\quad V_{gk} = -7{,}2$ V $\quad I_a = 0$A
- pour $V_{ak} = 200$ V $\quad V_{gk} = -14$ V $\quad I_a = 0$A

d) $V_{gk} > 0$ (fig.36)

La grille attire maintenant des électrons disponibles dans la charge d'espace de la cathode K. Le courant de grille I_g est devenu différent de zéro.

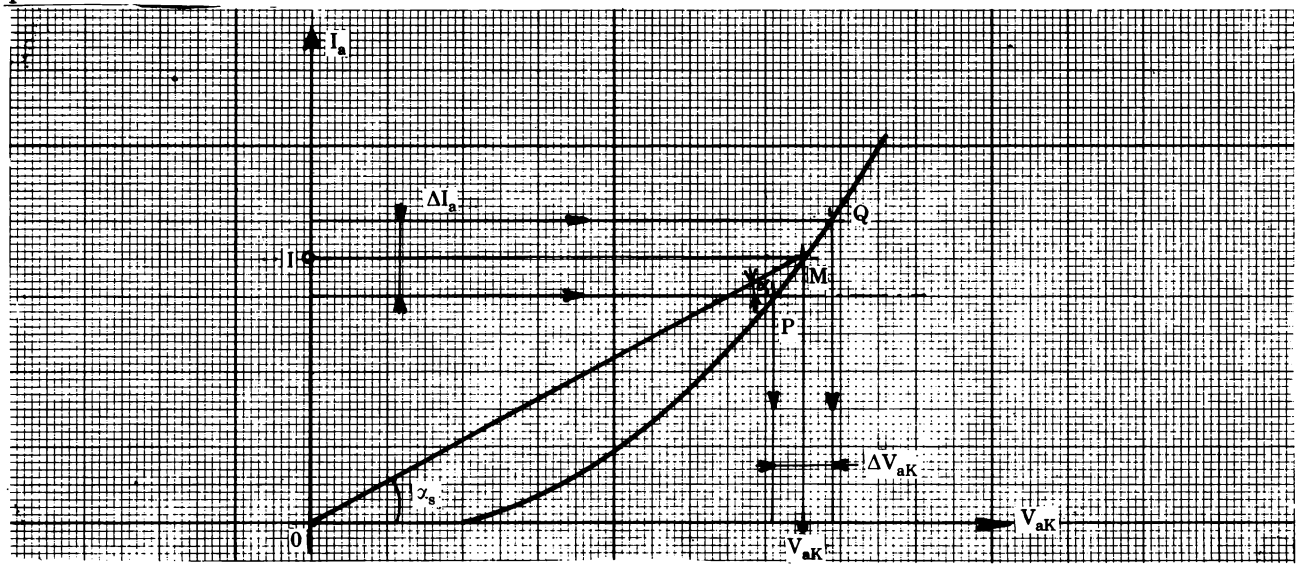
V – RESISTANCE INTERNE OU DYNAMIQUE

1 – DEFINITION

Comme pour une diode ou a aussi (fig.37)

$$\rho = \frac{\Delta V_{ak}}{\Delta I_a} \text{ à } V_{gk} = \text{cte}$$

La résistance interne d'une triode est le quotient d'un petit accroissement de tension anodique (ΔV_{ak}) par le petit accroissement correspondant d'intensité anodique (ΔI_a), la grille étant à un potentiel constant.



2 – REMARQUE : RESISTANCE STATIQUE

La résistance statique d'une triode en un point M(V_{ak},I_a) est définie par

$$\rho_s = \frac{V_{ak}}{I_a} = \text{cotg } \alpha_s \quad \text{(voir figure 37)}$$

3 – EXEMPLES

D'après le réseau de Kellog du tube 12 AU7 de la figure 32, considérons le point M : (V_{ak} = 160 V, I_a = 6,2 mA et V_{gk} = – 5 V).
On mesure : ΔV_{ak} = 20 V et ΔI_a = 2,2 mA.

a) Résistance dynamique :

$$\rho = \frac{20}{2,2} = 9,09\ k\Omega \text{ à } V_{gk} = -5\ V$$

b) Résistance statique

$$\rho_s = \frac{160}{6,2} = 25,80\ k\Omega$$

VI – LIMITES D'EMPLOI D'UN TUBE TRIODE

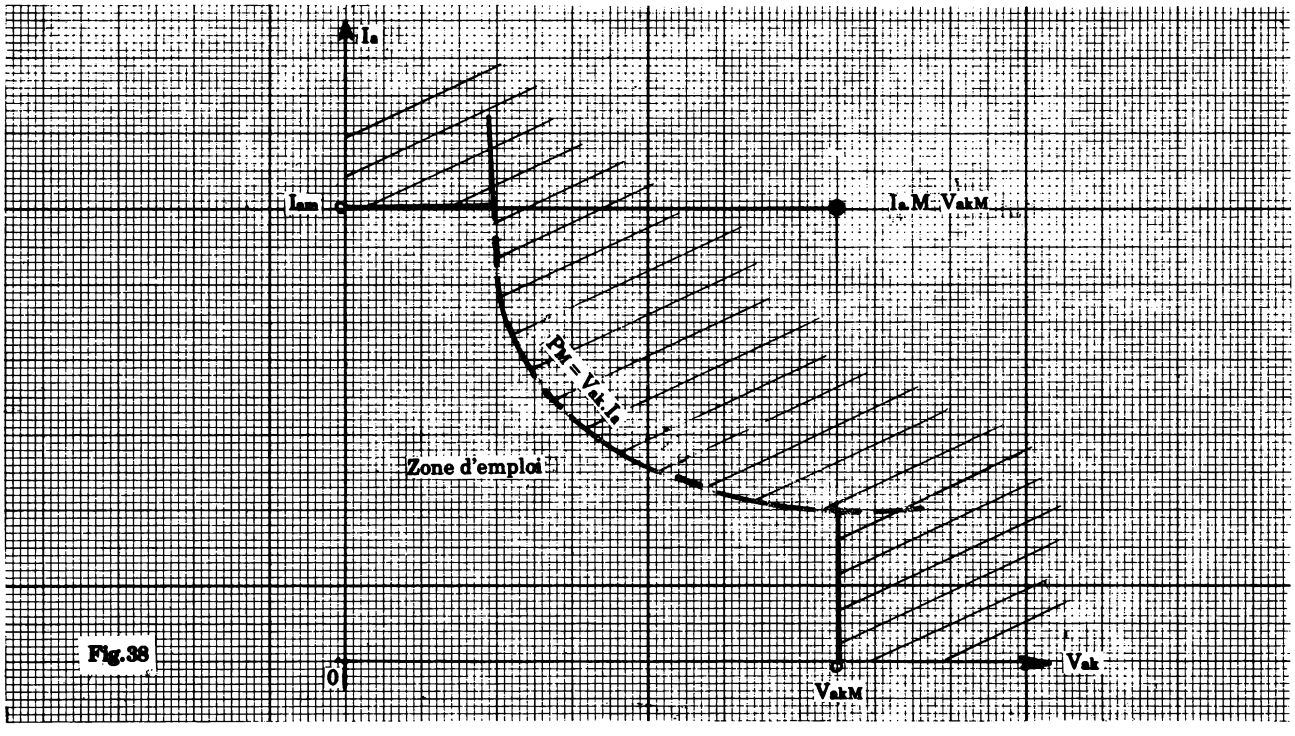


Fig.38

1 – PUISSANCE MAXIMALE

Cette puissance correspond à l'échauffement maximal de l'anode. Elle ne doit pas être dépassée. On a $P_M = V_{ak} \cdot I_a$. Elle est de la forme xy = cte. la courbe représentative est une hyperbole appelée courbe d'isopuissance ou de dissipation maximale (fig.38).

2 – COURANT ANODIQUE MAXIMAL I_{aM}

Pour que la température de fonctionnement reste inférieure à la température admissible il faut que $I < I_{aM}$ (fig.38).

3 – TENSION ANODIQUE MAXIMALE V_{akM}

Pour des questions d'isolement et de gaz résiduels dans le tube (car on n'a jamais un vide parfait),il faut appliquer une tension $V_{ak} < V_{akM}$. (voir figure 38).

4 – ATTENTION

Ne pas confondre P_M et le produit ($V_{akM} \times I_{aM}$) qui est différent de R_M. (voir figure 38).

Exercice n° 4 (résolu)

Le constructeur donne la puissance maximale admissible d'une triode 12 AU7. On a : $P_M = 2{,}75$w

1) Calculer la plus forte intensité anodique admissible pour une tension anodique $V_{ak} = 200$ V.
2) Comment déterminer la valeur correspondante de la polarisation de grille si l'on dispose :
   a) du réseau de caractéristiques statiques d'anode.
   b) du réseau de caractéristiques statiques de grille.

Solution :

1) Pour $V_{ak} = 200$ V et $P_M = 2{,}75$ W, la plus forte intensité anodique est :

$$I_{an} = \frac{P_M}{V_{ak}} = \frac{2{,}75}{200} = 13{,}75 \cdot 10^{-3} \cdot A = 13{,}75 \text{ mA}$$

2) Déterminons la tension de polarisation de la grille qui correspond à ce point ($V_{ak} = 200$ V et $I_a = 13.75$ mA).

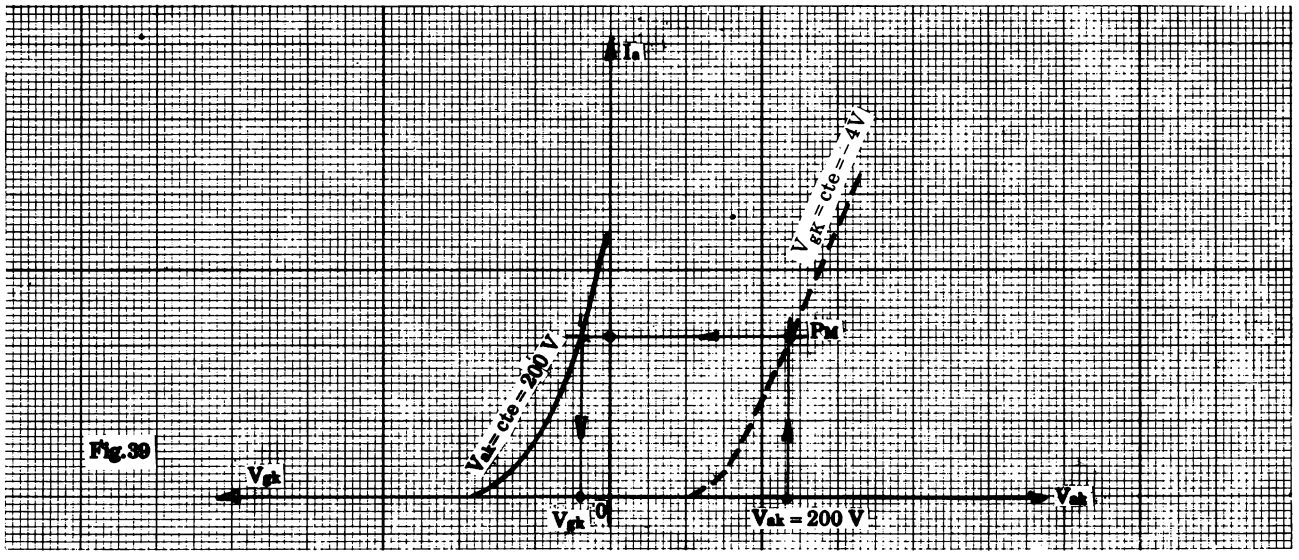


Fig. 39

Il faut disposer d'une caractéristique $I_a = f(V_{ak})$ à $V_{gk} =$ cte passant par le point P_M. C'est cette valeur de V_{gk} qui est cherchée.

D'après la figure 32 on trouve $V_{gk} \simeq -4$ V

b) D'après le réseau inverse

Il faut disposer d'une caractéristique $I_a = f(V_{gk})$ à $V_{ak} = 200$ V ; connaissant le courant :

$I_{an} = 13{,}75$ mA,on détermine sur cette caractéristiquela valeur correspondante de V_{gk}.

D'après la figure 32 on trouve $V_{gk} \simeq -4$ V (point N)

Exercice n° 5 à résoudre

On donne le réseau $I_a = f(V_{ak})$ à $V_{gk} =$ cte d'une triode dont la puissance maximale est $P_M = 1$ W, le courant anodique maximal $I_{aM} = 7$ mA et la tension anodique maximale est $V_{akM} = 400$ V.

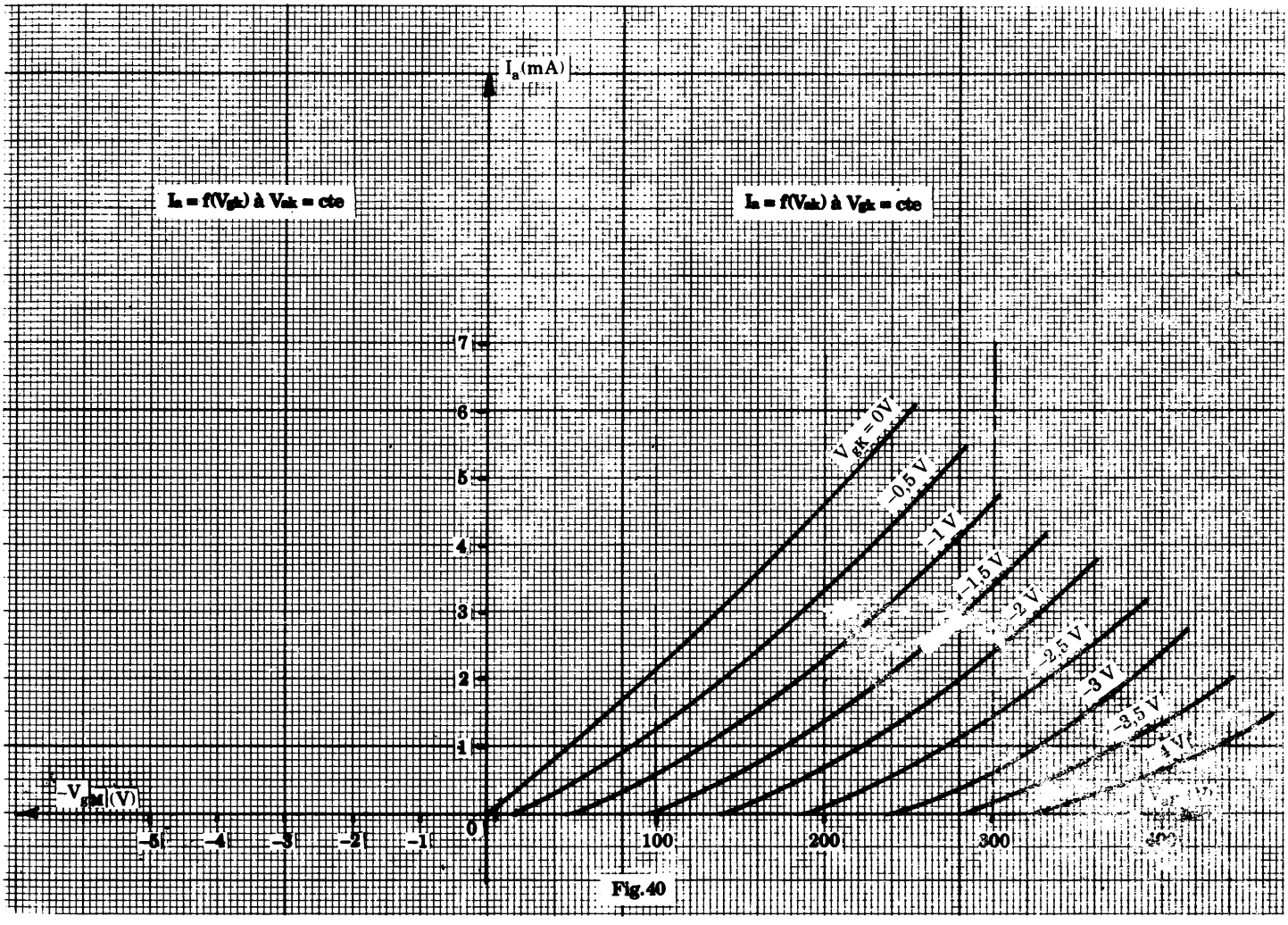


Fig.40

1) Tracer la courbe de dissipation maximale.

2) Hachurer les zones interdites au fonctionnement du tube.

3) Déduire du réseau de Kellog les caractéristiques $I_a = f(V_{gk})$ à $V_{ak} =$ cte. (prendre $V_{ak} = 100$ V ; puis $V_{ak} = 200$ V puis $V_{ak} = 300$ V).

4) On donne le schéma de montage suivant :

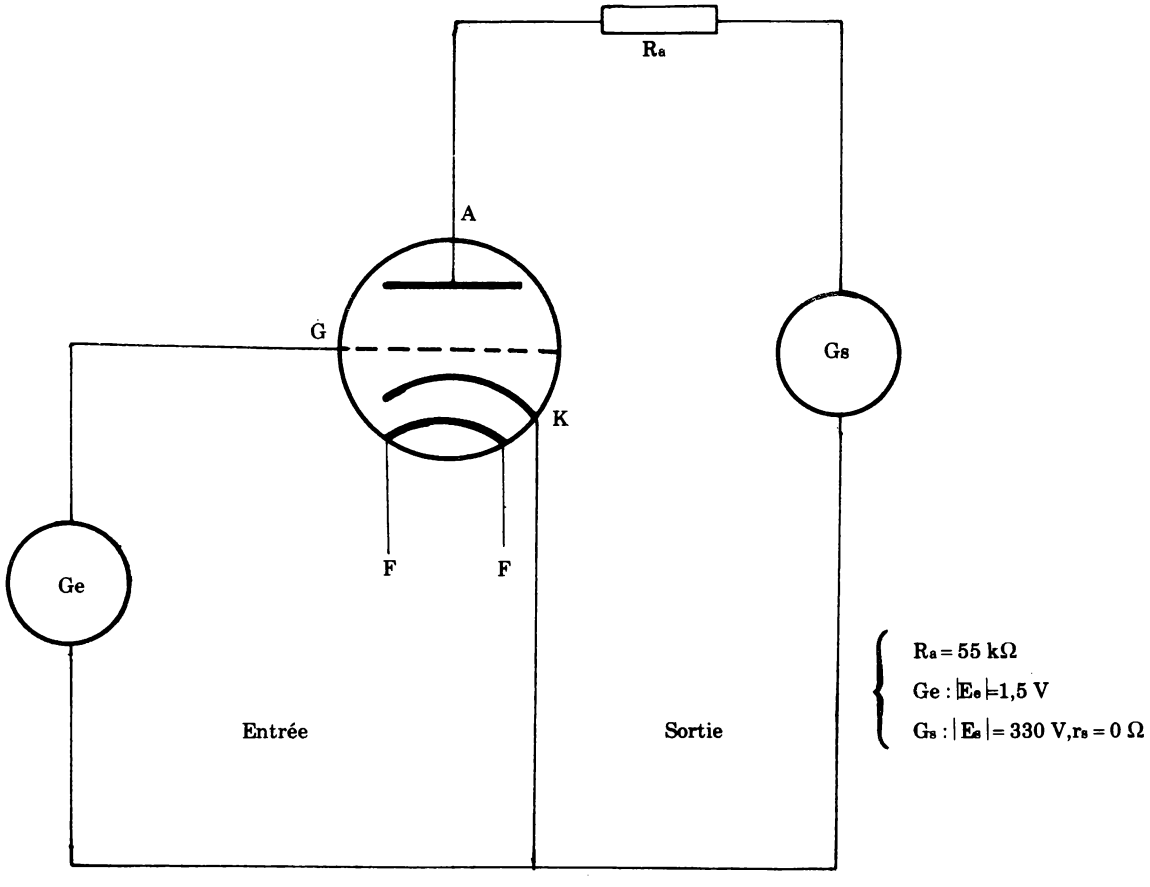


Fig.41

Reprendre ce schéma en précisant les polarités des générateurs du circuit d'entrée et du circuit de sortie.

5) Calculer la résistance interne du tube autour du point de fonctionnement de coordonnées :

$$I_a = 2 \text{ mA}$$
$$V_{ak} = 240 \text{ V}$$
$$V_{gk} = -1{,}5 \text{ V}$$

6) Ecrire l'équation de la maille de sortie.
Quelle courbe représente cette équation ?

CHAPITRE III

L'ELECTRON DANS LE VIDE

LEÇON 5

L'ELECTRON DANS LE VIDE

I – HYPOTHESE :

On suppose connues les notions fondamentales d'électrostatique et d'électromagnétisme telles que le champ, la force et le travail.

II – MECANIQUE DE L'ELECTRON

1 – INFLUENCE DE LA VITESSE DE L'ELECTRON SUR SA MASSE :

1er cas :

La vitesse de l'électron est faible devant celle de la lumière.
Toutes les lois de la mécanique s'appliquent à l'électron.

2ème cas :

La vitesse de l'électron n'est plus négligeable devant celle de la lumière.
La masse de l'électron n'est plus constante lorsque sa vitesse varie. Il faut tenir compte de la relativité d'Einstein.

2 – VITESSE DE L'ELECTRON :

Considérons un tube à vide à cathode froide (voir émission électronique par champ ch.2.).
Pendant la traversée du vide, le travail des forces électrique des électrons est :

$$W_e = q(V_K - V_A) = -e(V_K - V_A)$$
$$W_e = e\,U$$

Arrivé sur l'anode à la vitesse v, l'électron, possède une énergie cinétique $W_c = \frac{1}{2} mv^2$. Cette énergie est égale au travail des forces électriques.

$$W_e = W_c$$
$$\text{d'où : } e\,U = \frac{1}{2} mv^2$$
$$v = \sqrt{\frac{2e}{m}\,U} = 593\,\sqrt{U}$$

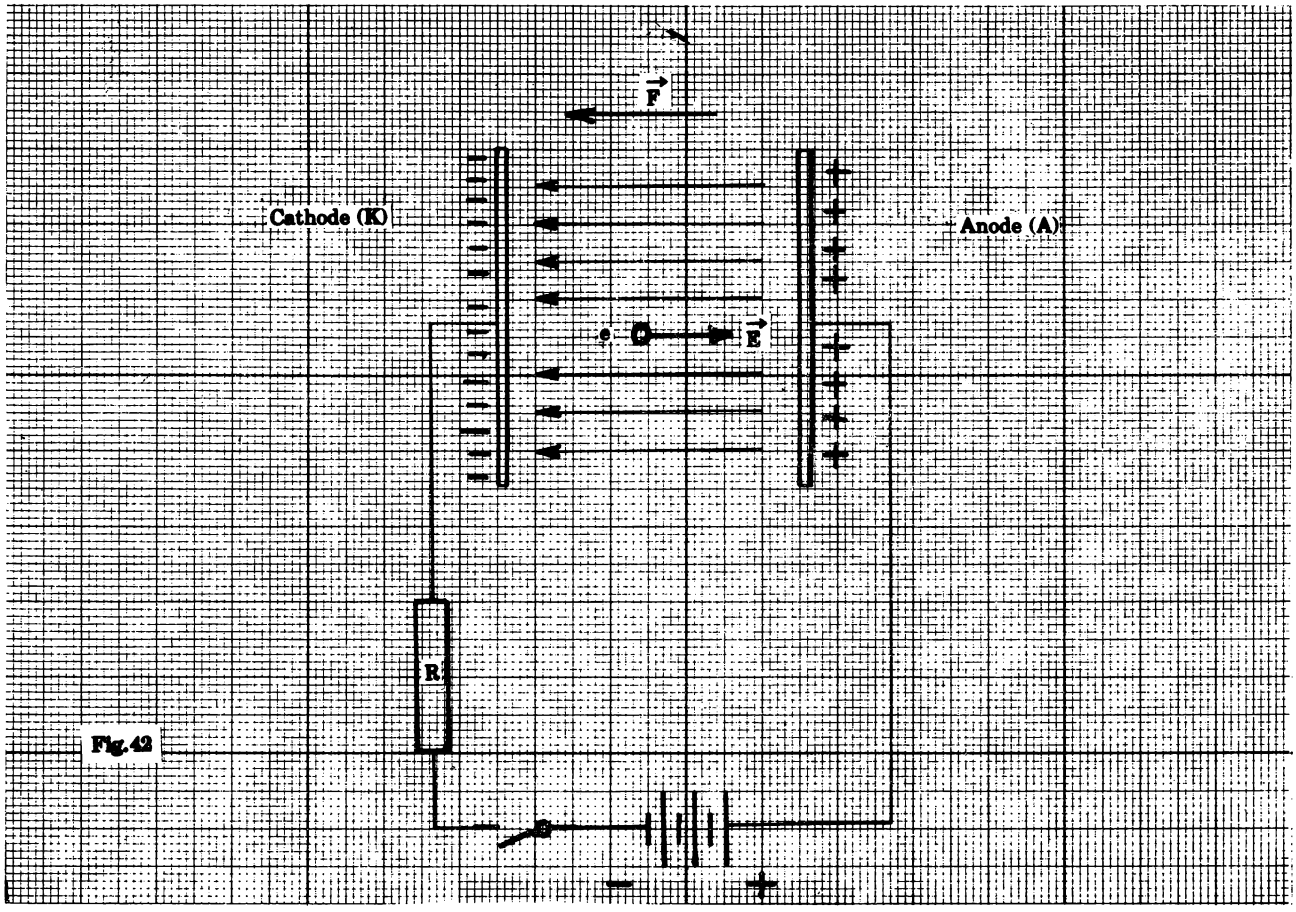


Fig.42

$$V = 593\sqrt{U}$$

V : en km/s
U : en volts.

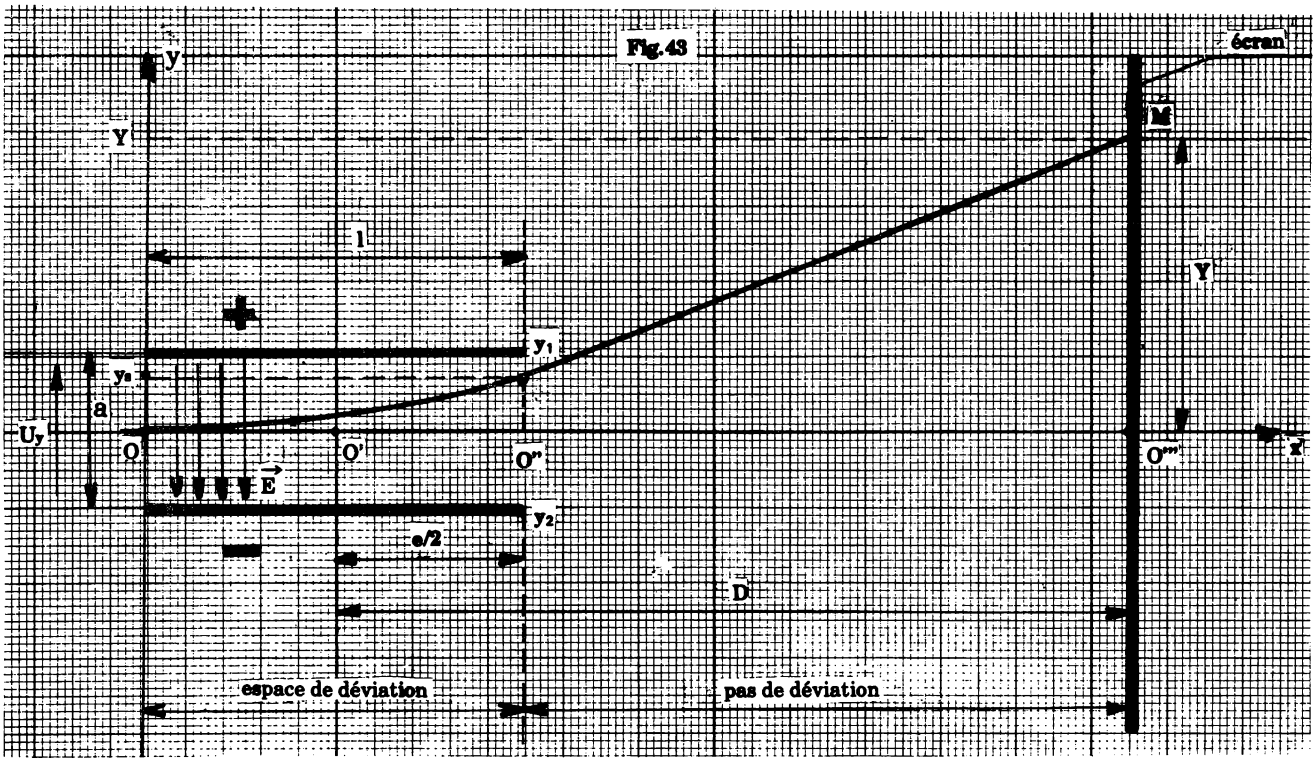
III – ACTION DEVIATRICE D'UN CHAMP ELECTRIQUE :
(Cas des oscilloscopes)

1 – DEPLACEMENT DES ELECTRONS ENTRE LES PLAQUES :

Appliquons une tension U_y = cte entre les plaques y_1 et y_2. Un champ $\vec{E}$ uniforme est créé à l'intérieur des plaques. Un électron possèdant une vitesse initiale v_0 parcourt :

* dans le sens horizontal la distance $x = v_0.t$.
* dans le sens vèrtical, l'électron subit une accélération :

$$\gamma = \frac{F}{m} = \frac{eE}{m} = \frac{eU_y}{md}$$



En conséquence γ est constante donc, le mouvement est uniformément accéléré. L'électron parcourt donc la distance $y = \frac{1}{2}\gamma t^2$

2 – TRAJECTOIRE DE L'ELECTRON ENTRE LES PLAQUES :

On a : $x = v_0 t$ (1)

$y = \frac{1}{2}\gamma t^2$ (2)

de (1) on tire $t = \frac{x}{v_0}$ remplaçons t par sa valeur dans (2) : $y = \frac{1}{2}\gamma \frac{x^2}{v_0^2}$

$$y = \left(\frac{\gamma}{2v_0^2}\right) x^2$$

La trajectoire de l'électron entre les plaques est une branche de parabole.

3 – DEVIATION SUR L'ECRAN

Soit S le point de sortie de l'électron de l'espace entre les plaques de déviation. En ce point S la tangente à la parabole passe par le point O' tel que $OO' = \frac{l}{2}$.

A l'extérieur des plaques le champ électrique est nul et les électrons suivent la tangente avec un mouvement rectiligne uniforme.

Le faisceau d'électrons touche l'écran au point M en formant un point lumineux appelé spot. Les triangles O'SO" et O'MO"' sont semblables.
Calculons la déviation Y = O"'M . On a :

$$\frac{O'''M}{O''S} = \frac{O'''O'}{O''O'} \Longrightarrow \frac{Y}{y_s} = \frac{D}{l/2}$$

d'où : $Y = 2y_s \frac{D}{\ell}$

or $\begin{cases} y_s = \frac{1}{2}\gamma t^2 \\ t = \frac{x}{v_0} = \frac{\ell}{v_0} \end{cases}$ On a alors $\gamma = \frac{e\,U_y}{m.d}$

$$y_s = \frac{1}{2}\,\frac{e\,U_y}{md}\,.\,\frac{\ell^2}{{v_0}^2}$$

En tenant compte du fait que $W_e = W_c$ quand le spot arrive sur l'écrant on a : $\frac{1}{2}\,m\,{v_0}^2 = e\,U$.

$$Y = \frac{2\,eU_y\ell^2}{2.2.eU.d}\,.\,\frac{D}{\ell} = \frac{1}{2}\,\frac{\ell U_y D}{d\,U}$$

$$\boxed{Y = \frac{1}{2}\,.\,\frac{\ell}{d}\,.\,\frac{U_y}{U}\,.\,D}$$

4 – CONSEQUENCE :

La déviation Y du faisceau d'électron est proportionnelle à la tension appliquée entre les plaques U_y. L'oscilloscope est essentiellement un voltmètre.

IV – ACTION DEVIATRICE D'UN CHAMP MAGNETIQUE : CAS DES TUBES DE TELEVISION

1 – RAPPEL : LOI DE LAPLACE

Un électron en mouvement est équivalent à un courant électrique. En conséquence un électron en mouvement placé dans un champ magnétique est soumis à une force électromagnétique.

$$\vec{F} = -\,e\,\vec{v} \wedge \vec{B}$$

– de module : F = e.v.B
– de direction : perpendiculaire au plan $(\vec{v}, \vec{B})$.
– de sens : donné par la règle des trois doigts de la main droite :

* Le pouce indique le sens de $\vec{B}$.
* L'index indique le sens de $\vec{F}$.
* Le majeur indique le sens de $\vec{I}$ qui est opposé au sens des électrons.

2 – MOUVEMENT ET TRAJECTOIRE

Hypothèse :

Nous supposons que le champ magnétique a une induction uniforme entre O et O'', nulle ailleurs.

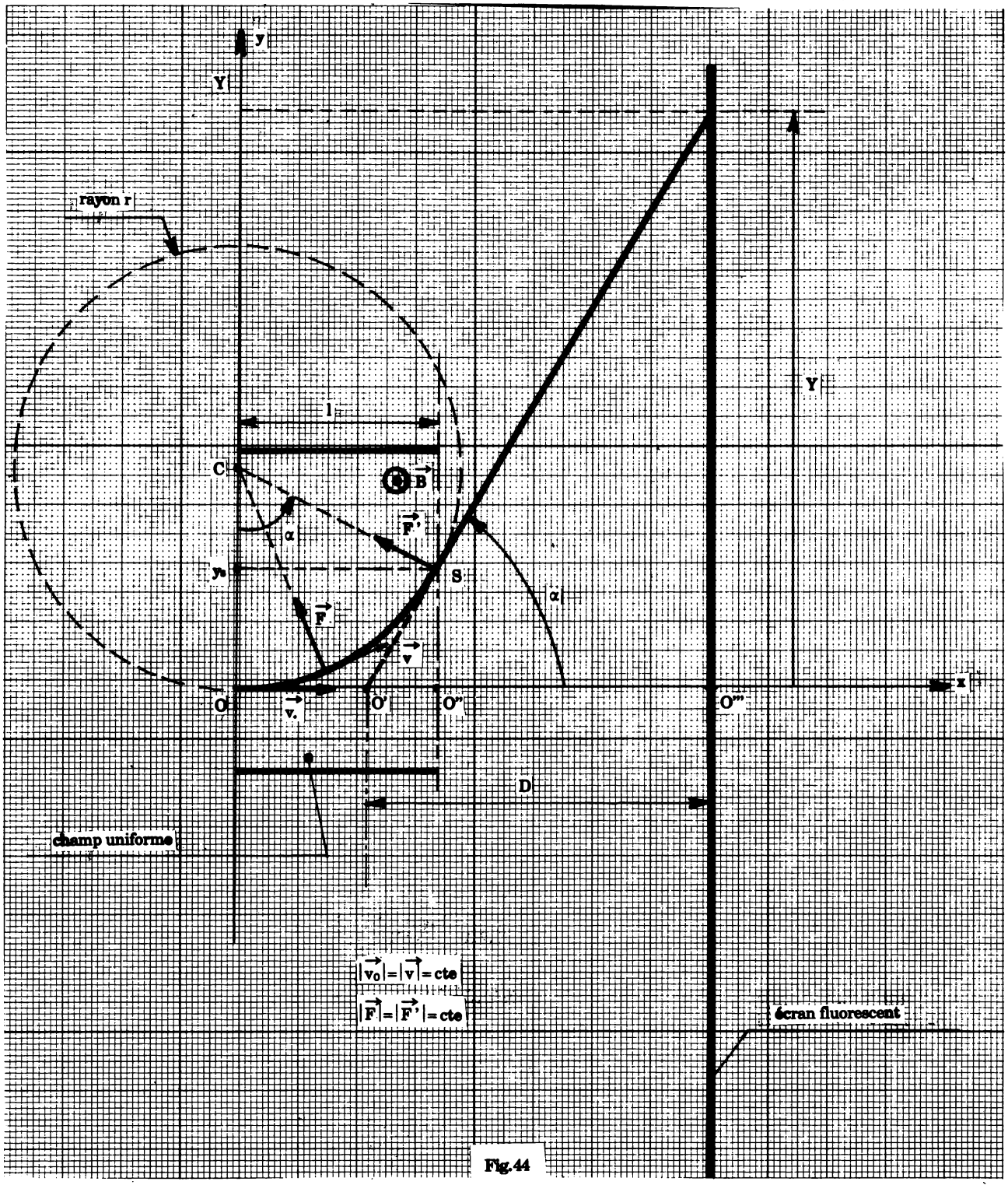


Fig.44

On constate que la force $\vec{F}$ est toujours perpendiculaire à la trajectoire. Il n'y a pas d'accélération tangentielle et la vitesse v de l'électron garde le même module $|\vec{v}| = |\vec{v_0}| = cte$.
Ce qui entraîne que F = e v B reste aussi constante.
Dans ces conditions les lois de la mécanique nous disent qu'un mobile a une force centripède constante décrit une trajectoire circulaire.
A partir du point S, l'électron continue sa course en suivant une trajectoire rectiligne et tangente au cercle de vitesse constante v_0.

3 – DEVIATION

On a $\alpha = \widehat{SCO} = \widehat{MO'O'''}$ (angles à côtés perpendiculaires).
Pour les petits angles, on peut confondre l'arc avec sa longueur.

$$\widehat{OS} \simeq \ell \text{ et } O'O'' \simeq \frac{\ell}{2} \quad \text{d'où : } \alpha = \frac{\widehat{OS}}{r} = \frac{\ell}{r}$$

La déviation Y est :

$$Y = D \operatorname{tg} \alpha \simeq D.\alpha = D \cdot \frac{\ell}{r}$$

Calculons le rayon r :

$$F = m \frac{v^2}{r} - = e\, v\, B$$

Ce qui entraîne $\boxed{r = \dfrac{mv}{e \cdot B}}$

d'où : $\boxed{y = \dfrac{e D \ell}{m.v} B}$

4 – CONSÉQUENCE :

La déviation magnétique est proportionnelle à l'induction $\vec{B}$.

Exercice résolu n° 6

Un faisceau d'électrons possèdant une vitesse constante v_0 arrive perpendiculairement à un champ électrique uniforme produit par deux plaques parallèles de longueur ℓ, distantes de d et soumises à une d.d.p. U_y.
On superpose à ce champ, un champ magnétique uniforme d'induction B de telle sorte que le faisceau ne subit aucune déviation.

1) Ecrire l'expression des forces électrique et magnétique s'exerçant sur un électron.
2) Quelle valeur et quelle direction faut-il donner à B pour éraliser cette condition.
3) Application numérique :

$v_0 = 20\,000$ km/s ; $U_y = 40$ v ; $d = 1$ cm ; $\ell = 3$ cm.

Solution :

1) Dans $\vec{E}$, $\vec{F_1} = -e\,\vec{E}$
Dans $\vec{B}$, $\vec{F_2} = -e\,.\,\vec{v_0} \wedge \vec{B}$

2) $\vec{F_1} + \vec{F_2} = 0$ ce qui entraîne
$\vec{E} + (\vec{V_0} \wedge \vec{B}) = 0$

3) $B = \dfrac{E}{v_0} = \dfrac{U_y}{d\,v_0} = 2\,.\,10^{-4}$ T

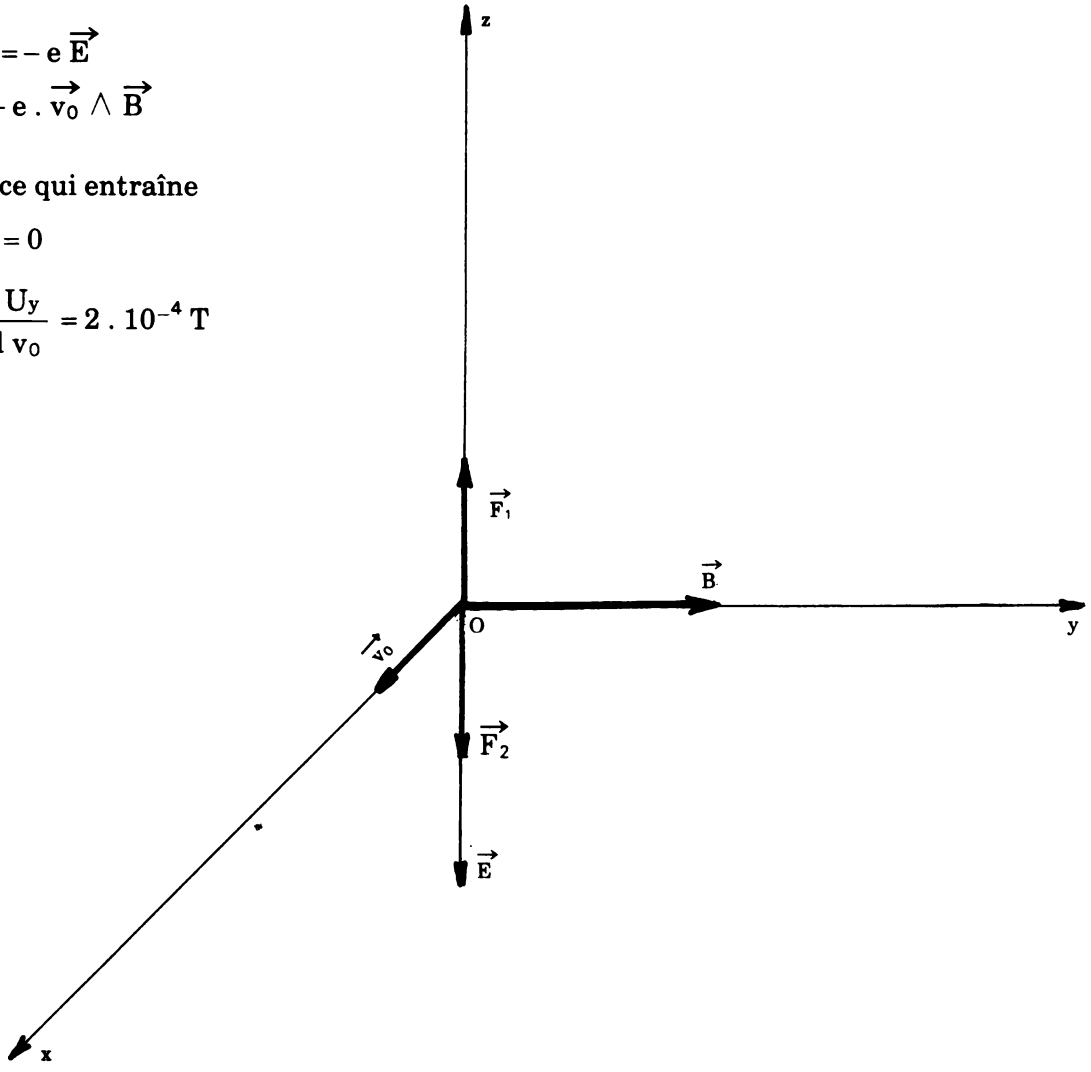


Fig.45

CHAPITRE IV

L'OSCILLOSCOPE

LEÇON 6

LE TUBE CATHODIQUE

I - INTRODUCTION :

Le tube cathodique est un tube à vide à faisceaux d'électrons dirigés. Si l'espace entre la cathode les différentes anodes contenait trop de molécules d'un gaz quelconque, les électrons subiraient dans leur parcours un grand nombre de chocs qui empêcheraient leur passage. On a donc intérêt à avoir le minimum de molécules de gaz. A l'intérieur du tube cathodique la pression résiduelle est de l'ordre de 10^{-6}mm de mercure.

Le principe de fonctionnement du tube cathodique est basé sur les phénomènes suivants :
* Emission thermo-electronique (chauffage de la cathode).
* Emission secondaire (entre l'anode et l'électron).
* Emission par champ électrique (tension de polarisation entre anode et cathode).

II - CONSTITUTION :

Le tube cathodique est l'élément essentiel de nombreux dispositifs électroniques (tel que l'oscilloscope) dans lequel on désire obtenir une image sur un écran. Il est composé :
* D'un canon à électron.
* D'un écran fluorescent.
* De dispositifs de déviations.

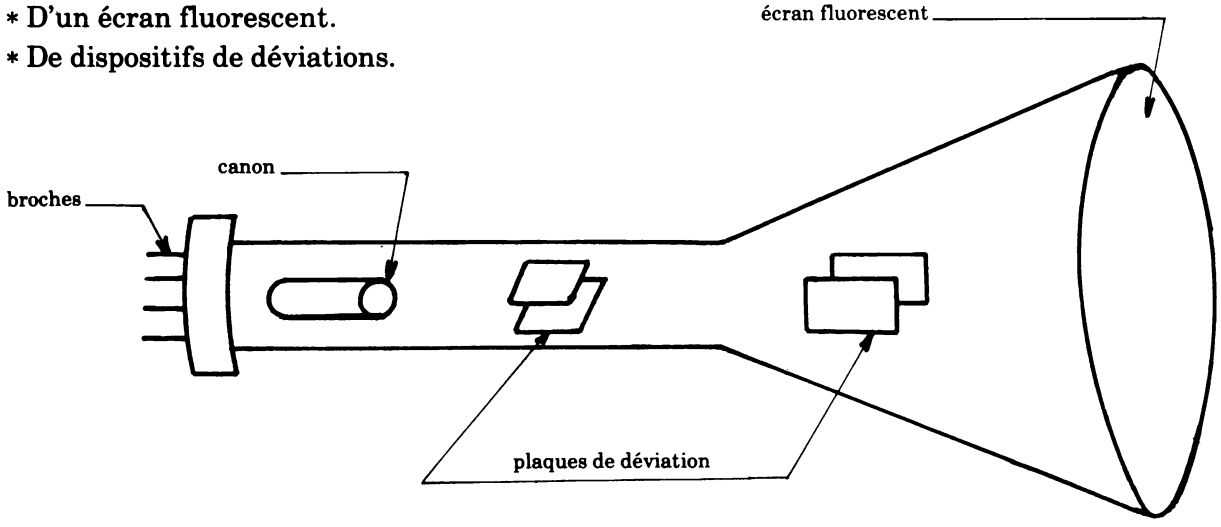


Fig.46

III – CANON A ELECTRONS :

1 – DEFINITION :

Un canon à électrons est l'ensemble d'électrodes cylindriques destiné à émettre des électrons, de les accélérer et de les concentrer en un fin faisceau qui converge sur l'écran.

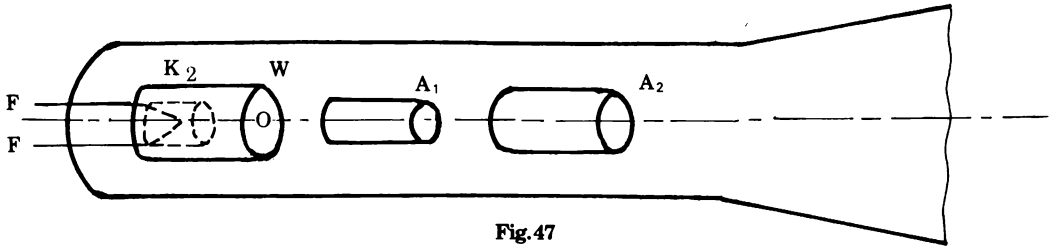


Fig.47

2 – CONSTITUTION :

Le canon à électrons comprend quatre électrodes cylindriques et coaxiales.

a) La cathode K :

C'est un cylindre métallique chauffé par un filament. Pour localiser l'émission d'électrons sur la base de la cathode on y dépose les oxydes de baryum et de strontium.

b) Le Wehnelt W :

Le Wehnelt est une plaque circulaire percée d'un trou. Il est porté à un potentiel négatif par rapport à la cathode K.Par son action électrostatique, il concentre les électrons émis par la cathode en un point de l'axe du tube et en même temps l'intensité du faisceau d'électrons. En agissant sur le potentiel du Wehnelt on règle la luminosité du spot.

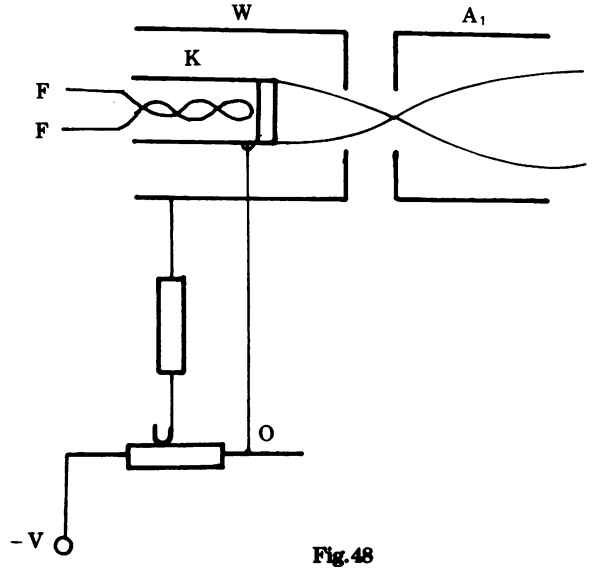


Fig.48

c) La première anode A_1 :

C'est un cylindre métallique porté à un potentiel réglable, positif par rapport à la cathode. Son rôle est de concentrer les électrons en un point de l'écran de façon que le spot soit fin.

d) La deuxième anode A_2 :

La 2ème anode A_2 est portée à un potentiel constant positif par rapport à la cathode. Ce potentiel est de 4 à 5 fois plus grand que celui de A_1. Son rôle est d'accélérer les électrons venus de A_1 et de les animer de la même vitesse $v = 593\sqrt{U_{A_2}}$.

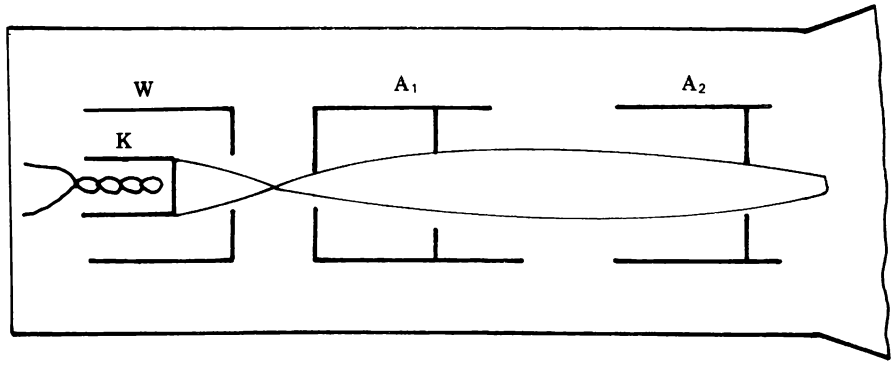


Fig.49

IV - ECRAN FLUORESCENT:

Des substances pulvérulentes [1] susceptibles d'émettre de la lumière sous le choc des électrons sont déposées sur le fond du tube, elles forment l'écran fluorescent.

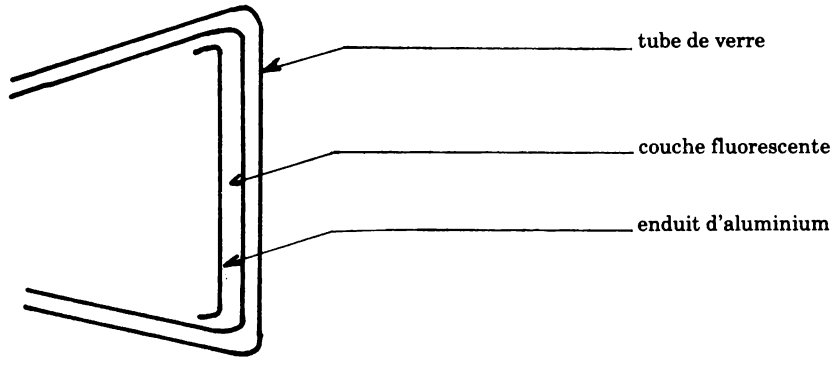


Fig.50

De la nature de ces substances dépend :

1 - LA COULEUR DU SPOT

La couleur émise peut être jaune vert pour l'oservation visuelle (écran à base de silicate de zinc) ou bleue pour la prise de photographies (écran à base de tungstate de calcium).

Pulvérulent(e) : adj. qui est à l'état de poudre fine.

2 – LA REMANENCE :

C'est la durée pendant laquelle l'émission de lumière persiste après le choc.

ATTENTION

On ne doit jamais laisser le spot longtemps immobile en un point de l'écran ; le bombardement prolongé de ce point par les électrons détruirait la substance fluorescente.

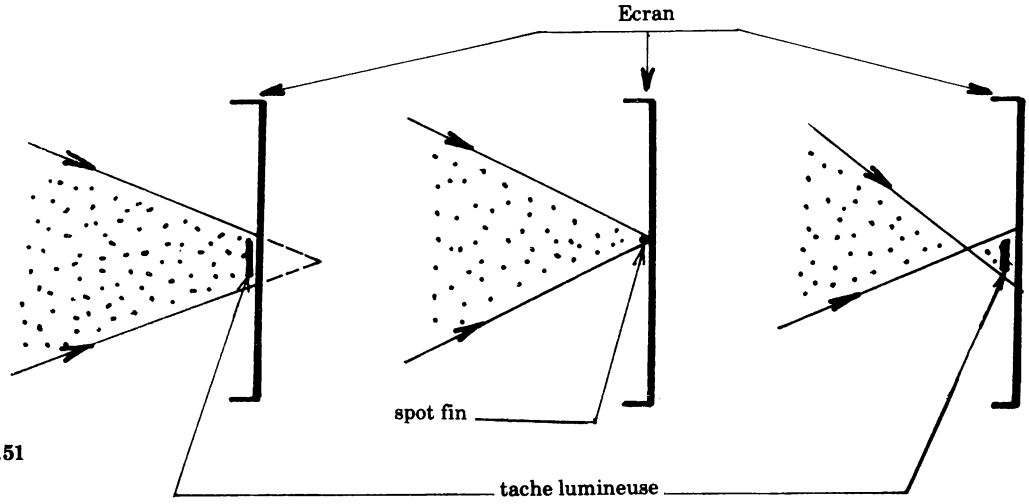


Fig.51

V – SYSTEME DE DEVIATION :

On ne s'intéresse qu'à la déviation électrostatique car c'est la plus utilisée dans les oscilloscopes. Le faisceau d'électrons issu du canon traverse dans l'ordre :

* Une paire de plaques horizontales Y_1 Y_2 ; elles dévient le faisceau dans un plan vertical : ce sont les plaques de déviation verticales (entrée Y).

* Une paire de plaques verticales X_1 X_2 ; elles dévient le faisceau dans un plan horizontal : ce sont les plaques de déviation horizontale (entrée X).

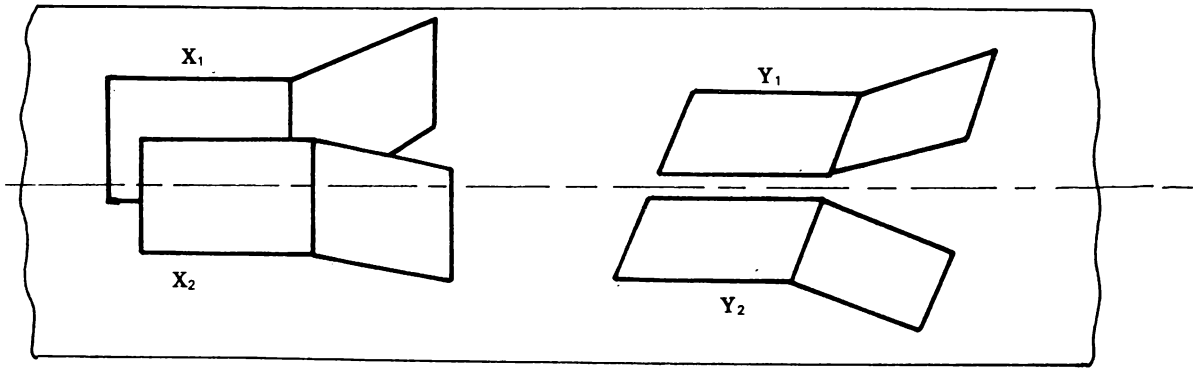


Fig.52

VI – EMISSION SECONDAIRE DANS LE TUBE CATHODIQUE :

Le choc des électrons sur l'écran provoque une émission de lumière. Il donne aussi naissance à une émission secondaire d'électrons qui sont collectés par l'enduit conducteur de graphite déposé sur la paroi interne de la partie tronconique du tube.
Notons que l'enduit de graphite est relié électriquement à l'anode A_2. Le circuit électrique entre la cathode et l'anode A_2 est fermé grâce à l'émission secondaire.

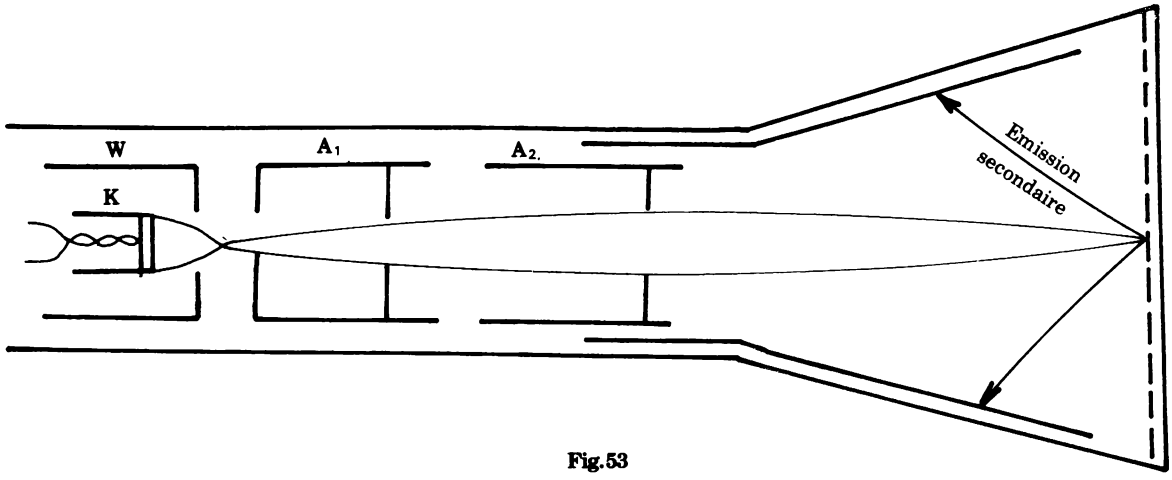


Fig.53

LEÇON 7

L'OSCILLOSCOPE CATHODIQUE

De prime abord distinguons la signification des trois noms qui suivent: oscilloscope, oscillographe et oscillogramme.

1 – OSCILLOSCOPE :

C'est un appareil servant à visualiser les variations temporelles d'une grandeur physique.
exemple :$u = U_{Max} \sin \omega t = f(t)$.

2 – OSCILLOGRAPHE :

Appareil permettant d'observer et d'enregistrer les variations d'une grandeur physique variable en fonction du temps.

3 – OSCILLOGRAMME :

C'est l'image qui apparaît sur l'écran d'un oscillographe.

I – CONSTITUTION :

Un oscilloscope comprend essentiellement les éléments suivants :

1 – UN TUBE CATHODIQUE :

C'est l'élément fondamental de l'appareil.

2 – UN AMPLIFICATEUR VERTICAL OU AMPLIFICATEUR Y :

Les tensions à étudier sont souvent trop faibles, on augmente alors leur valeur à l'aide de l'amplificateur, dont le gain est réglable de façon continue par potentiomètre. Ce gain doit être indépendant de la fréquence du signal transmis afin que la forme d'onde de la tension étudiée soit restituée fidèlement sur les plaques.

3 – UN AMPLIFICATEUR HORIZONTAL OU AMPLIFICATEUR X

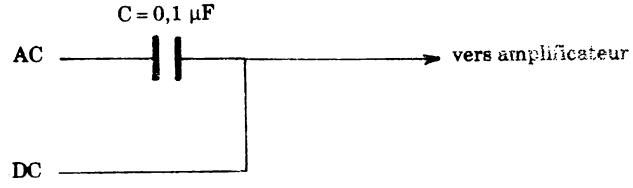
ayant même rôle que l'amplificateur Y, mais vis-à-vis des plaques de déviation horizontale ; son gain est aussi règlable.

4 – DEUX ALIMENTATIONS CONTINUES :

Une alimentation H.T pour les amplificateurs et une T.H.T. pour le tube cathodique, obtenues par redresseurs.

5 – UNE BASE DE TEMPS ou générateur de balayage linéaire fournissant une tension en dents de scie et son dispositif de synchronisation.

Remarque : Entrée en continu ou en alternatif.
Dans certains cas, il est utile de pouvoir éliminer les composantes continues des tensions étudiées. C'est le rôle du condensateur inséré à l'entrée de l'amplificateur.



6 – SCHEMA SYNOPTIQUE :

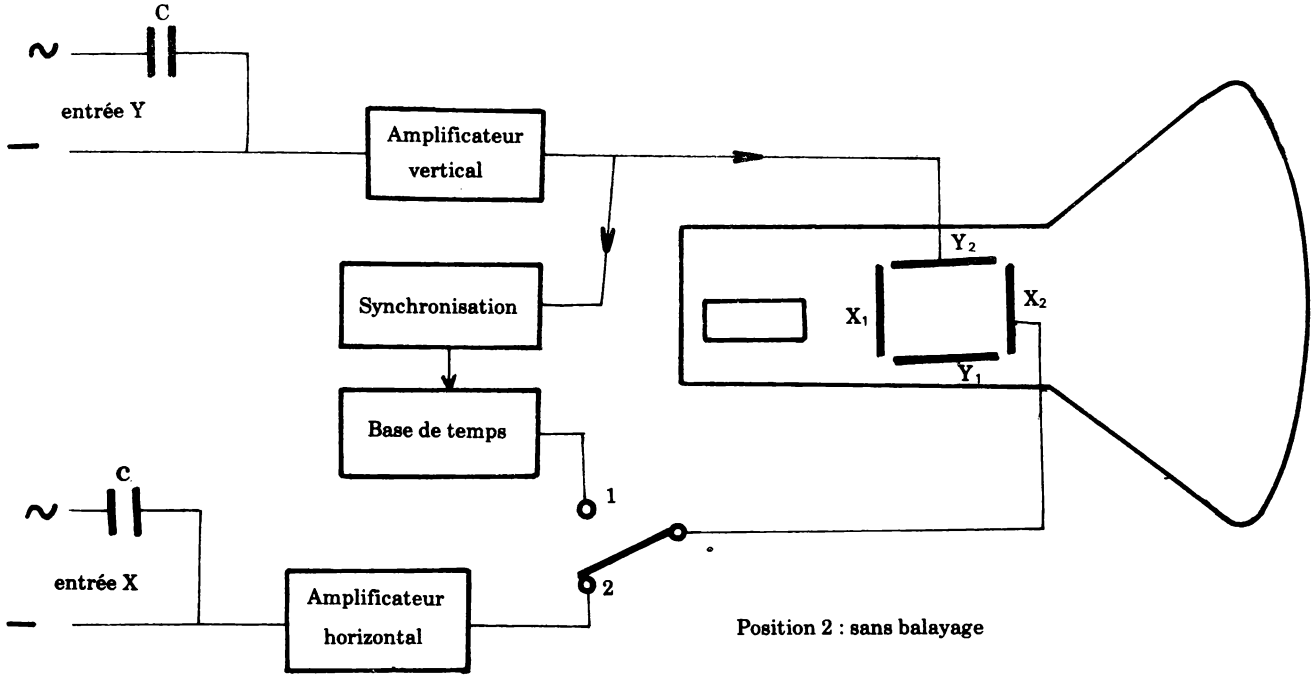


Fig.55

II – PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT :

On se propose d'observer sur l'écran le graphe d'une fonction $\mathscr{V}$ (t), ($\mathscr{V}$ (t) est une tension).

1 – TENSION DE BALAYAGE, BASE DE TEMPS :

a) L'application de la tension $\mathscr{V}$(t) sur l'entrée Y provoque un déplacement vertical du spot proportionnel à $\mathscr{V}$(t).

b) Le déplacement horizontal du spot, proportionnel au temps t est assuré par la tension de balayage : celle-ci est produite par un générateur de tension fournissant une tension en dents de scie. Cette tension est appliquée sur les plaques X_1 X_2 ; elle croît proportionnement à t entre les instants O et Tx et s'annule à Tx : le spot décrit à vitesse constante le segment OA, de O vers A, puis revient quasi-instantanément de A en O'.

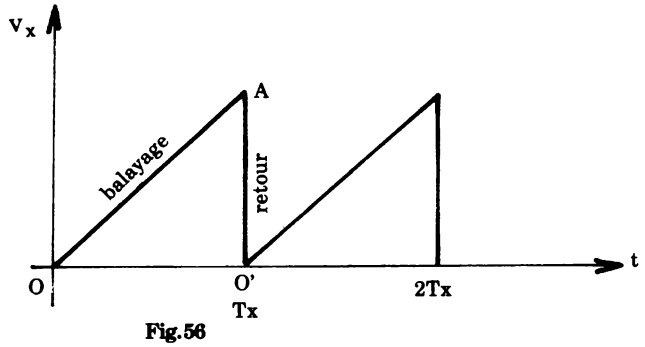


Fig.56

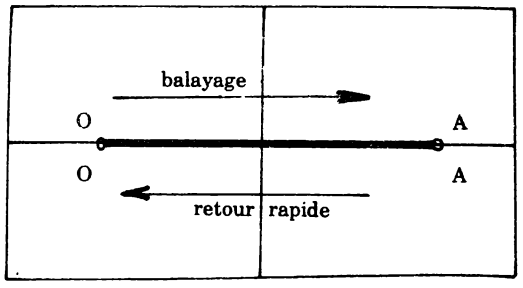


Fig.57 Ecran de l'oscilloscope

c) Balayage relaxé et balayage déclenché :

Le balayage relaxé convient pour les fonctions périodiques car il est toujours présent.
Le balayage déclenché convient pour les fonctions à caractère impulsionnel. Le spot qui est en attente est déclenchée par l'apparition du signal à étudier.

d) Synchronisation :

Si les fréquences du phénomène et du balayage ne sont pas dans un rapport entier l'oscillogramme n'est pas fixe. Pour stabiliser la courbe sur l'écran on agit (par l'intermédiaire d'un bouton de synchronisation) sur le dispositif de synchronisation qui règle automatiquement la fréquence f_x (de balayage) de façon à la rendre toujours égale à : $\frac{f_y}{n}$

f_y : fréquence du signal à étudier.
n : entier supérieur ou égal à 1.

e) Retour du spot :

Nous avons déjà remarqué que le spot revient quasi-instantanément à gauche de l'écran en fin de balayage. En réalité, il existe un temps de retour du spot : τ ,très petit, mais non nul de la tension en dents de scie.

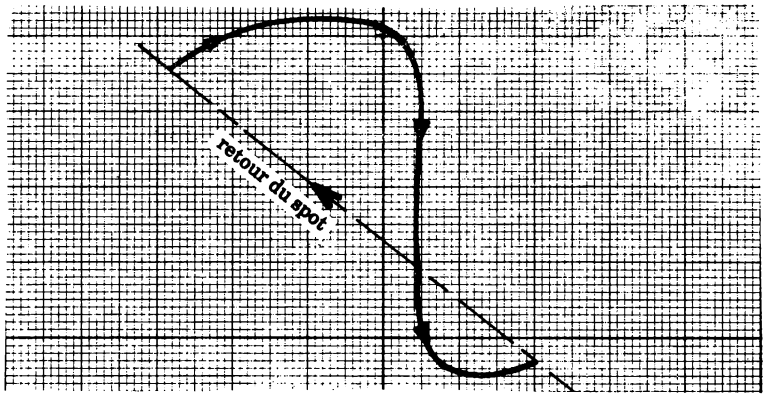


Fig.58

En conséquence, l'oscillogramme ne comprend jamais un nombre exacte entier de périodes du signal étudié, car une partie du temps est consacrée au retour du spot.
La trace du retour est gênante. Pour l'éliminer on doit appliquer une forte tension négative sur leWehnelt qui coupe le faisceau pendant chaque retour.

f) Influence des signaux u_x et u_y sur le spot :

On se propose de visualiser la courbe $u_y = U_M \sin \omega t$, la tension de balayage a pour équation $u_x = a\ t$.

1er cas :
– ni signal extérieur
– ni tension de balayage
On obtient sur l'écran un point lumineux (spot).

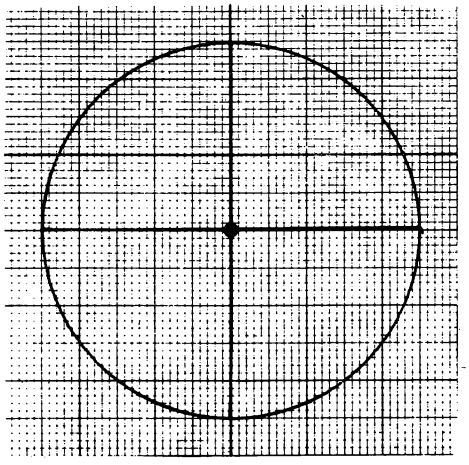


Fig.59

2ème cas :
– Pas de signal extérieur.
– Tension de balayage seule.
L'oscillogramme obtenu est un segment de droite horizontal.

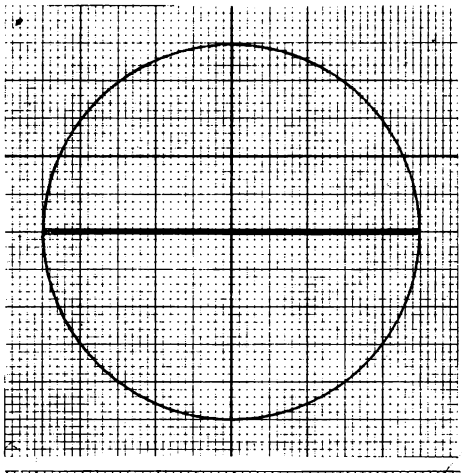


Fig.60

3ème cas :
– Pas de tension de balayage.
– Signal extérieur seul.
L'oscillogramme obtenu est un segment de droite vertical.

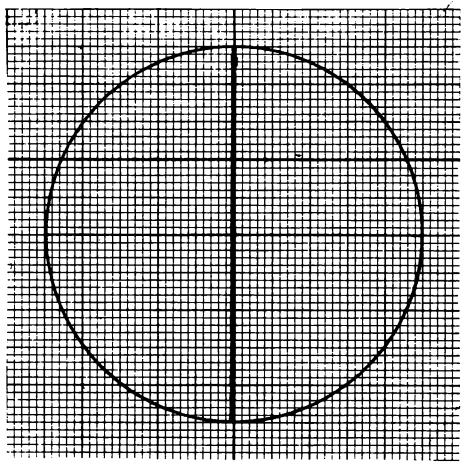


Fig.61

4ème cas :

La tension de balayage et le signal extérieur existent simultanément.

L'oscillogramme obtenu représente le signal appliqué.

En effet soit $u_y = U_M \sin \omega t$ appliqué à l'entrée Y.

On sait que $v_x = at$.

d'où $t = \frac{v_x}{a}$

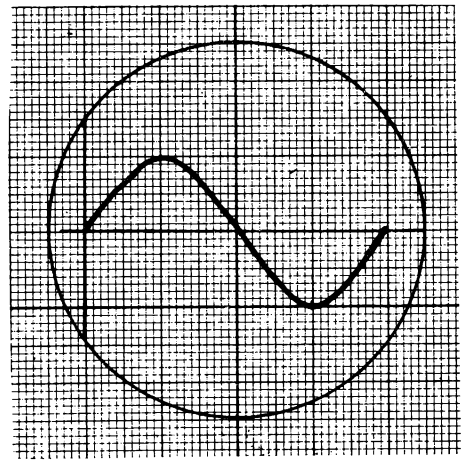


Fig.62

Remplaçons $t = \frac{v_x}{a}$ dans u_y

$u_y = U_M \sin \frac{\omega}{a} u_x$

L'expression obtenue $u_y = f(v_x)$ est une sinusoïde (même allure que le signal d'entrée) :

* d'amplitude égale à celle de u_y.

* de pulsation $\omega' = \frac{\omega}{a}$, avec a pente de la tension en dents de scie.

On dispose sur la face avant de l'oscilloscope d'un bouton de balayage qui nous permet le règlage de a donc de ω'.

2 – FORMATION D'UN OSCILLOGRAMME :

a) Observation d'une tension v(t) ne variant que momentanément (entre les instants O et t_1)

On utilise alors un balayage monocourse entre les instants O et T_x, T_x légèrement supérieur à t_1.
Le graphe v(t) n'apparaît qu'une seule fois sur l'écran :
pour que son observation soit possible, il faut que l'écran soit remanent.

b) Observation d'une tension v(t) périodique :

On utilise alors un balayage ininterrompu : le spot, après retour en O, recommence son mouvement vers A. Si le balayage est réglé de telle façon que $T_x = T$, chaque fois que le temps augmente de T, les déplacements horizontaux et verticaux retrouvent leurs valeurs et le spot repasse par le même point.
Ainsi le graphe de v(t) est décrit par le spot chaque fois que le temps t s'écoule de T

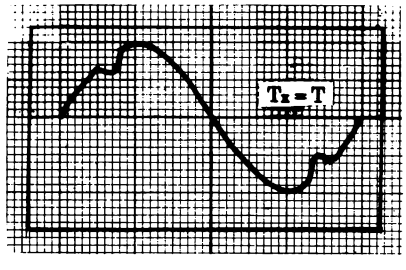


Fig.63

3 – FONCTIONNEMENT EN X – Y :

Un tel fonctionnement consiste à visualiser :
Une tension v_y portée sur l'axe des ordonnées (entrée Y) en fonction d'une tension v_x portée sur l'axe des abscisses (entrée X) ; la base de temps est débranchée. Le commutateur de balayage est placé sur la position ampli X.

III – OSCILLOSCOPE BICOURBE :

Dans certains cas, il est necessaire d'examiner simultanément sur un même écran les oscillogrammes de deux tensions différentes $v_1(t)$ et $v_2(t)$, pour cela on utilise un oscilloscope bicourbe.
Il existe deux types d'oscilloscopes bicourbes :
* 1er type :les oscillogrammes sont tracés par deux faisceaux distincts.
* 2ème type : les oscillogrammes sont tracés par un seul faisceau grâce à un commutateur électronique.
De nos jours,les oscilloscopes bicourbes sont en général à commutateur électronique. Ce dispositif permet de transformer tout oscilloscope unicourbe en bicourbe.

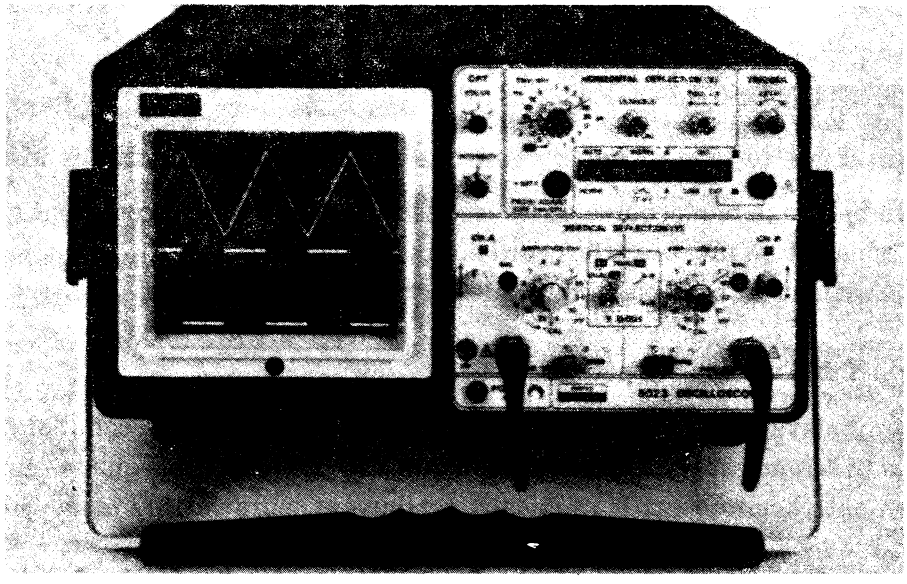


Fig.64

LEÇON 8

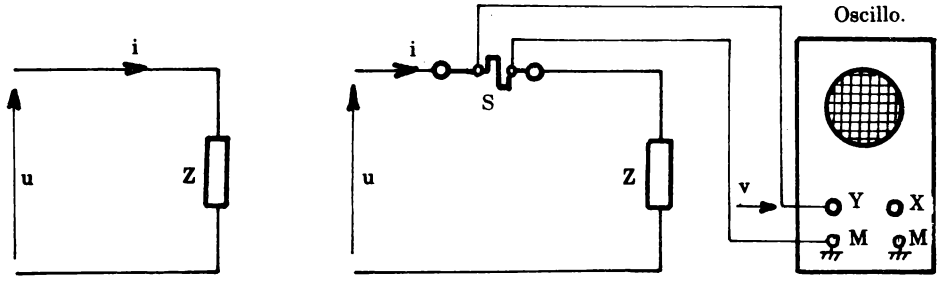
UTILISATION DE L'OSCILLOSCOPE

I - INTRODUCTION

L'oscilloscope est le meilleur appareil de mesure pour l'électricien: il lui permet de mesurer une tension, un courant, le temps et de visualiser des grandeurs en fonction du temps et en fonction d'autres grandeurs.

II - PRINCIPE

Les signaux appliqués aux entrées Y (verticale) et X (horizontale) d'un oscilloscope doivent être toujours sous forme de tension, s'ils ne sont pas ainsi, ils doivent être transformés en tensions. Exemple : Pour mesurer l'amplitude d'un courant il faut le faire passer dans une faible résistance étalon dont la d.d.p. aux bornes qui va être appliquée à l'oscilloscope est proportionnelle à ce courant .



$Z >> S$ l'oscillo. mesure $v = Si \Rightarrow i = \frac{1}{S} v$

Fig.65

III - MESURE D'UNE TENSION CONTINUE ;

Pour mesurer une tension continue à l'aide d'un oscilloscope on applique cette tension directement sur l'entrée verticale (sans condensateur) après avoir géglé le spot au centre de l'écran. Le spot sera décalé vers le haut si la tension est positive, vers le bas si la tension est négative. d'une hauteur proportionnelle à l'amplitude de cette tension.

Exemple : calibre de l'oscillo. = 20 V/cm
hauteur du spot = 2,5 cm vers le bas d'où $U = -20 \times 2{,}5 = -50$ V.

Remarque : Si on veut éviter un spot immobile, on fait fonctionner la base de temps d'une manière quelconque qui transforme le spot en une ligne horizontale.
Pour mesurer un courant il suffit de mesurer la d.d.p. aux bornes d'une résistance étalon parcourue par ce courant

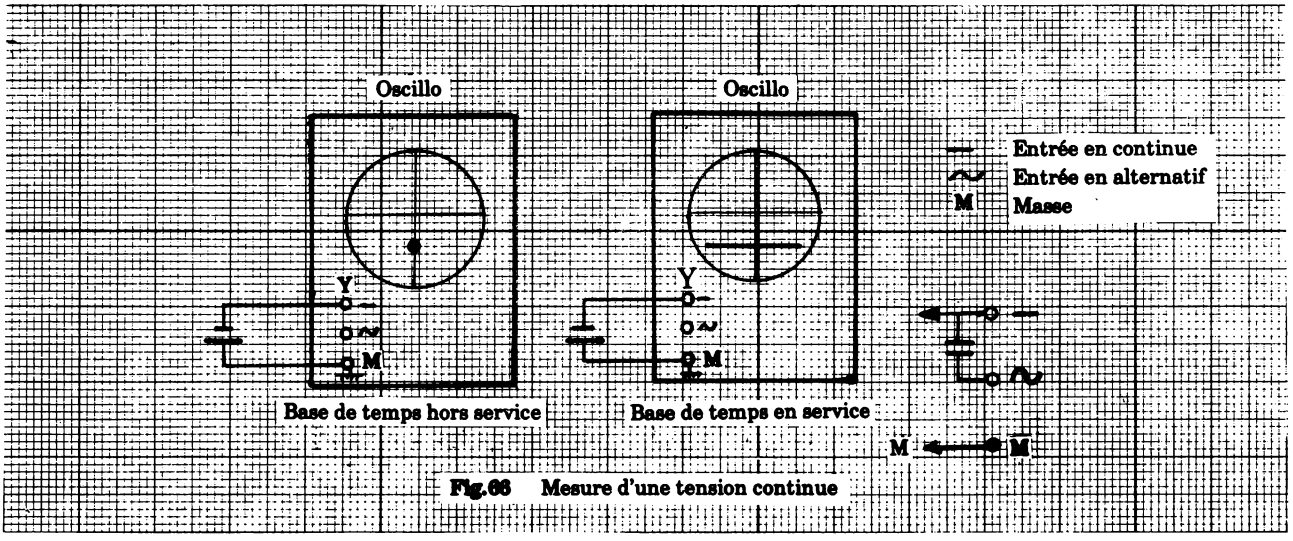


Fig.66 Mesure d'une tension continue

IV – MESURE D'UNE TENSION VARIABLE

La tension à mesurer est appliquée à l'entrée Y . Lorsque la base de temps est en service, il apparait sur l'écran la courbe u = f(t)
Pour déterminer la valeur efficace de la tension on prendra :

$$U_{ef} = \frac{2\,U_M}{2\sqrt{2}}$$

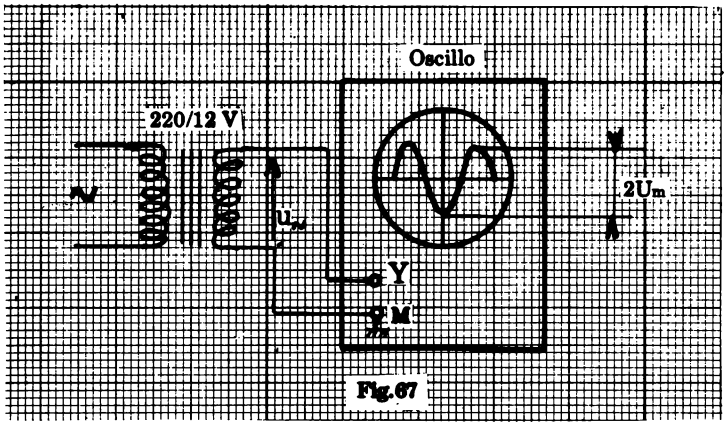


Fig.67

V – MESURE DE LA PERIODE :

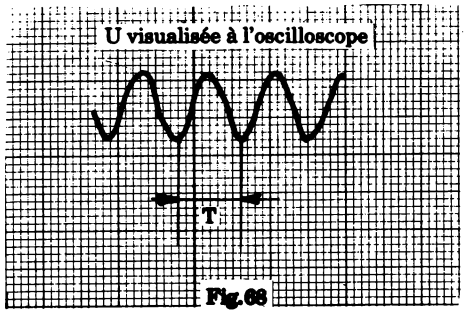


Fig.68

C'est le même montage que IV, seulement dans ce cas on relève la mesure de la longueur sur l'axe horizontal pendant une période.

Exemple : Longueur crête à crête sur le sens horizontal =4cm
calibre de la base de temps = 5 ms/cm
d'où T = 4 × 5 = 20 ms

VI – VISUALISATION D'UNE GRANDEUR EN FONCTION D'UNE AUTRE : COURBES DE LISSAJOUS

1 – PRINCIPE :

On met la base de temps hors service. On applique le signal représentant les ordonnées sur l'entrée verticale, celui représentant les abscisses est appliqué à l'entrée horizontale.
Les signaux doivent être toujours transformés en tensions.

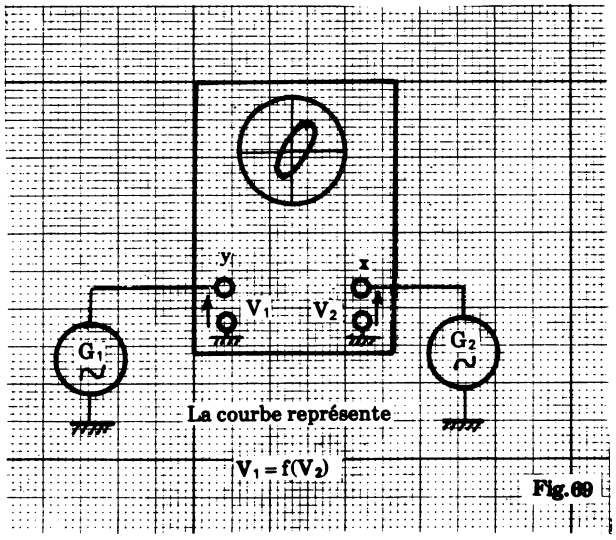


Fig.69

2 – MESURE DE DEPHASAGE

a) Conditions de mesure :

– Grandeurs sinusoïdales de même fréquence : $f_x = f_y$
– Afin de simplifier les calculs on règle $U_{mx} = U_{my} = U_M$.
U_x fait dévier le spot de $-U_M$ à $+U_M$ horizontalement
U_y le fait dévier aussi de $-U_M$ à $+U_M$ verticalement
Les courbes sont inscrites dans un carré de côté $2U_m$

b) Tensions en phase :

$u_y = u_x$, la courbe représentative est une droite confondue avec la première bissectrice. Appelons α phase à l'origine et φ déphasage.

$u_y = u_x \Rightarrow \alpha_y = \alpha_x$
or $\varphi = \alpha_y - \alpha_x = 0$

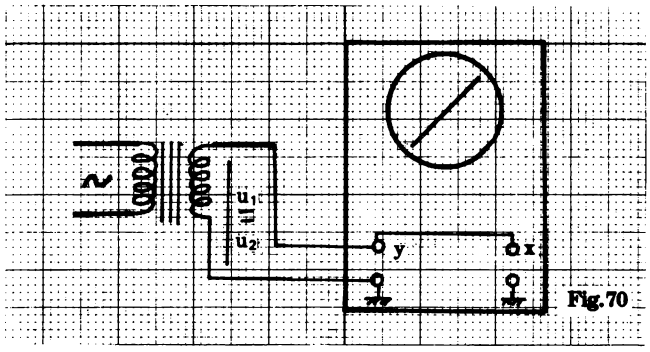


Fig.70

c – Tensions en opposition de phase

$u_y = -u_x = U_M \sin \omega t$
or $u_x = -U_m \sin \omega t = U_M \sin (\omega t + \pi)$
$\varphi = \pi$
La courbe est une droite de pente – 1, c'est la deuxième bissectrice.

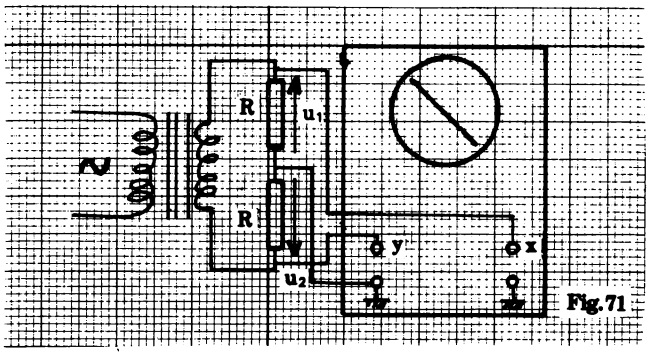


Fig.71

d – Tensions en quadrature de phase

$u_y = U_M \cos \omega t$

$u_x = U_M \sin \omega t$

(circuit RC série)

Pour exprimer u_y en fonction de u_x on élève les deux quantités au carré :

$$u_y^2 = U_M^2 \cos^2 \omega t$$
$$+ u_x^2 = U_M^2 \sin^2 \omega t$$
$$u_y^2 + u_x^2 = U_M^2 (\cos^2 \omega t + \sin^2 \omega t)$$

or $\cos^2 x + \sin^2 x = 1 \ \forall \ x$

d'où $U_y^2 + u_x^2 = U_M^2$, c'est l'équation d'un cercle centré à l'origine de rayon U_M.

Or u_y et u_x sont déphasées de $\varphi = \frac{\pi}{2}$

donc un cercle $\Rightarrow \varphi = \frac{\pi}{2}$

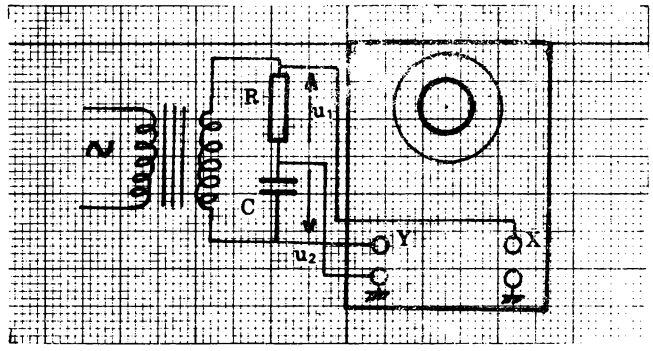


Fig.72

e) Déphasage quelconque

$u_y = U_M \sin \omega t$

$u_x = U_M \sin (\omega t + \varphi)$

Montrons que $u_y = f(u_x)$ est une ellipse.

$u_x = U_M \sin \omega t \cos \varphi + U_m \cos \omega t \, . \sin \varphi$

On remplace $U_M \sin \omega t$ par u_y en remarquant que $\cos \omega t = \sqrt{1 - \sin^2 \omega t}$

d'où $u_x = u_y \cos \varphi + \sqrt{U_M^2 - u_y^2} \, . \sin \varphi$

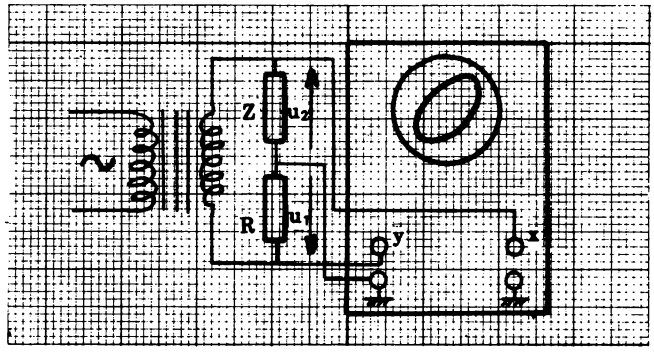


Fig.73

ou

$$u_x^2 = (\cos^2 \rho - \sin^2 \varphi) u_y^2 + 2 \cos \varphi \sin \varphi \sqrt{U_M^2 - u_y^2} + U_M^2 \sin^2 \varphi$$

C'est l'équation d'une ellipse centrée à l'origine et de foyers situés sur la première bissectrice.

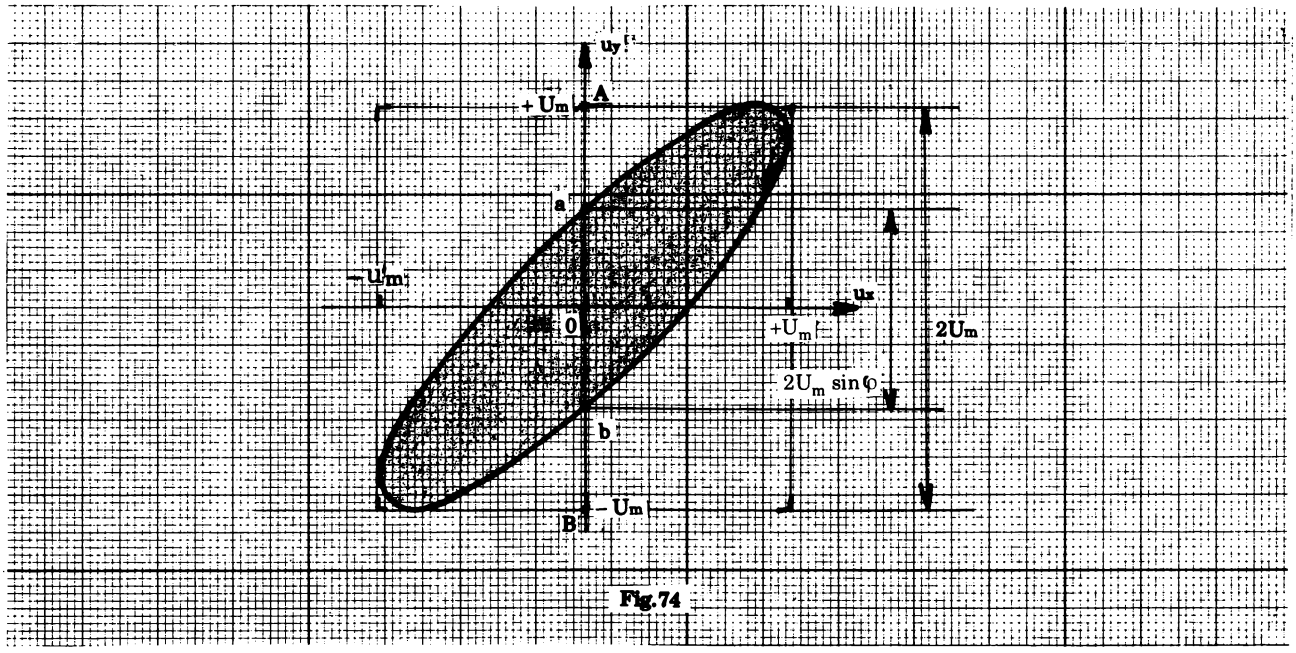
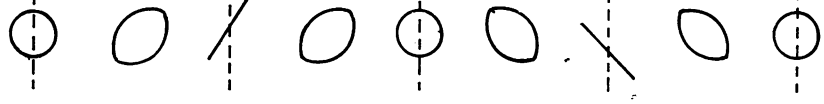


Fig.74

$$\left.\begin{array}{l}\text{Point A : } u_y = U_M \\ \text{Point B : } u_y = -U_M\end{array}\right\} \Rightarrow AB = 2U_M$$

$$\left.\begin{array}{l}\text{Point a : } u_x = 0 \Rightarrow u_y = U_M \sin(\pi - \varphi) = U_M \sin\varphi \\ \text{Point b : } u_x = 0 \Rightarrow u_y = -U_M \sin\varphi\end{array}\right\} \Rightarrow ab = 2U_M \sin\varphi$$

$$\boxed{\sin\varphi = \frac{a\,b}{AB}} \quad \text{et} \quad \boxed{\varphi = \text{Arc sin}\,\frac{a\,b}{AB}}$$

φ	$-\frac{\pi}{2}$		0		$\frac{\pi}{2}$		π		$\frac{3\pi}{2}$
courbe		Ellipse la 1ère		inclinée sur bissectrice		Ellipse la 2ème		inclinée sur bissectrice	
Formes particulières	cercle		1ère bissectrice		cercle		2ème bissectrice		
Oscillogrammes									

3 – CYCLE D'HYSTERESIS

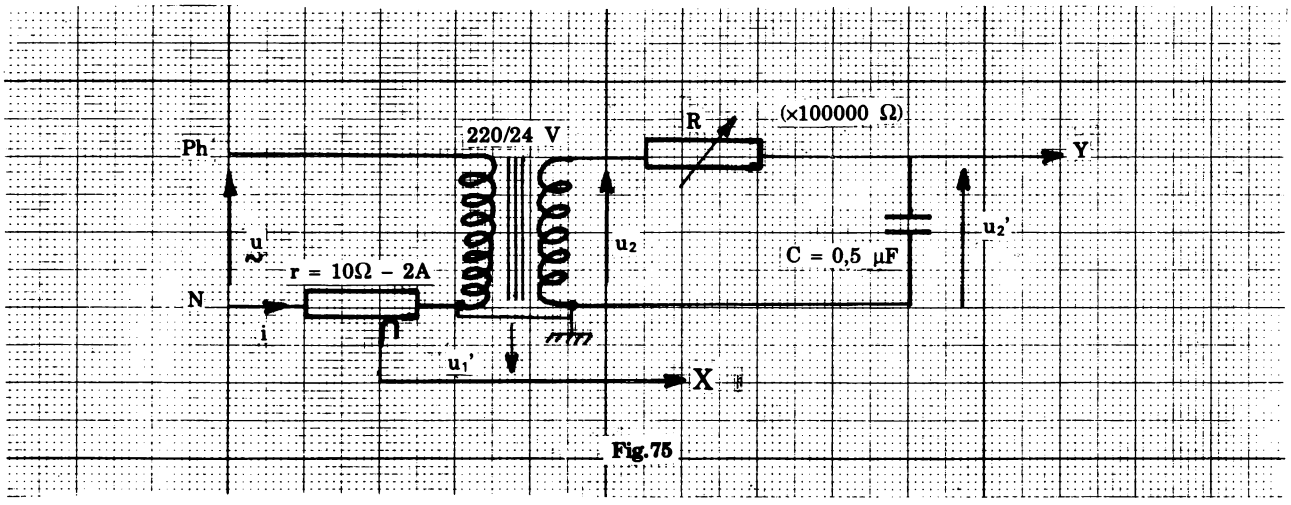


Fig.75

Pour observer le cycle, il faut former deux tensions l'une proportionnelle à b (induction) que l'on applique à l'entrée Y. L'autre proportionnelle à h (champ mangétique) que l'on applique à l'entrée X.

* $U_1' = r.i$ avec $i = ah$ $(a = cte)$
d'où $u_1' = r.ah = k_1.h$

$\boxed{u_1' = K_1 h}$ u_1' est proportionnelle à h

* $u_2 = K_2.\omega.b$ (d'après Boucherot)

On prend $R >> \dfrac{1}{C.\omega}$

$U_2 = ZI_2$ avec $Z = \sqrt{R^2 + (\dfrac{1}{C.\omega})^2} \simeq R$

$U_2' = \dfrac{I_2}{c\omega}$ avec $I_2 = \dfrac{U_2}{Z} \simeq \dfrac{U_2}{R}$ d'où $U_2' = \dfrac{U_2}{R} \cdot \dfrac{1}{C\omega}$

$U_2' = \dfrac{K_2\omega B}{RC\omega} = \dfrac{K_2}{RC} B = K_2'B$ $(\dfrac{K_2}{RC} = K_2' = cte)$

$\boxed{u_2' = K_2' . b}$ u_2' est proportionnelle à b

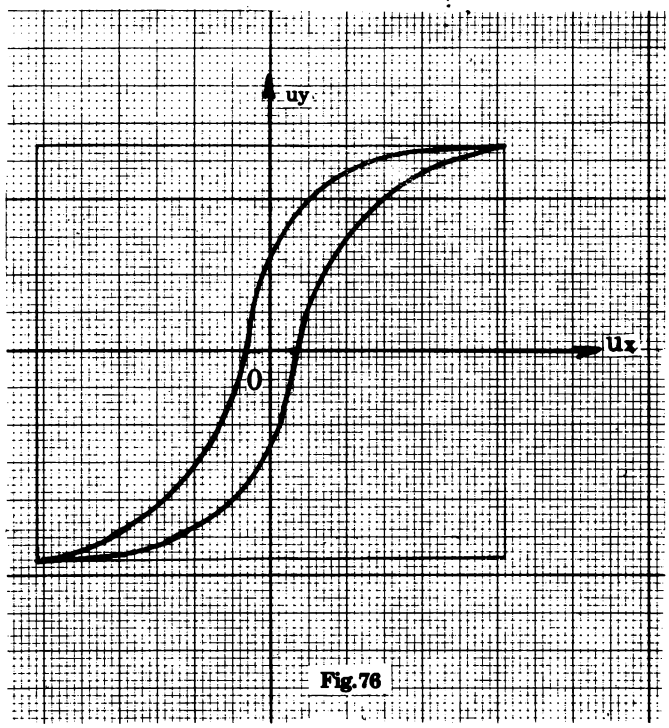


Fig.76

Comme $u_2' = u_y$ et $u_1' = u_x$ la courbe $u_y = f(u_x)$ a la même allure que la courbe $b = f(h)$. u_Y, u_X b et h sont des valeurs instantanées.

CHAPITRE V

LES SEMI - CONDUCTEURS

LEÇON 9

SEMI - CONDUCTEURS

I - GENERALITES

Electriquement les matériaux sont classés en trois catégories :

1 - CONDUCTEURS :

Les métaux, comme le cuivre et l'aluminium sont de très bons conducteurs de l'électricité. A température ordinaire les électrons se déplacent sans cesse et d'une façon désordonnée dans le solide. En l'absence d'un champ électrique le déplacement moyen de ces électrons est nul.

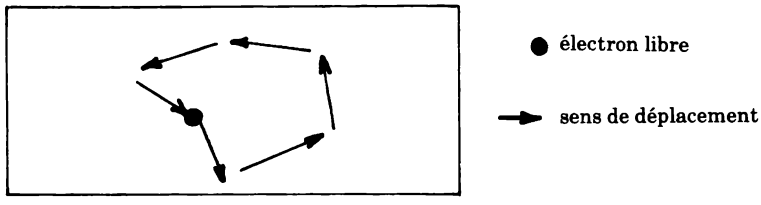


Fig.77

Ces électrons libres sont appelés électrons de conduction (ou porteurs de charge).
Le nombre d'électrons libres (n) par unité de volume est très grand.
Exemple : Le cuivre possède $n = 10^{28}$ électrons par m^3, ce qui donne une résistivité faible ($\rho = 1{,}6.10^{-8}\Omega.m$ à 0^0C)
Lorsque la température augmente ρ croît : coefficient de température positif.
Sous l'effet d'un champ électrique, seuls les électrons libres se déplacent d'une façon ordonnée dans le corps car les atomes sont fortement liés entre eux.

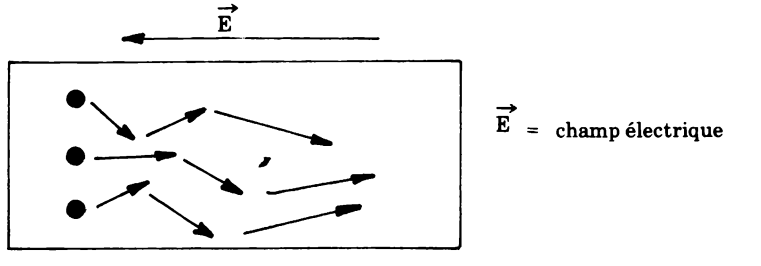


Fig.78

Dans un métal la conduction est due à un déplacement d'électrons.

2 – ISOLANTS

Ce sont des corps qui conduisent peu l'électricité, à température ordinaire n est faible (de l'ordre de 10^7 électrons par m^3), ce qui donne une résistivité grande (ρ de l'ordre de $10^{10}\Omega.m$).
Lorsque la température augmente ρ diminue : coefficient de température négatif. Dans un isolant, il faut une grande énergie pour libérer des électrons car tous les électrons mêmes ceux de la couche périphérique sont fortement liés au noyau.

3 – SEMI-CONDUCTEURS :

Certains matériaux particuliers se comportent, sous l'influence de la température, comme des corps conducteurs (haute température) ou comme des corps isolants (basse température) c'est pour cela que la résistivité de ces corps subit une large variation suivant leur température.

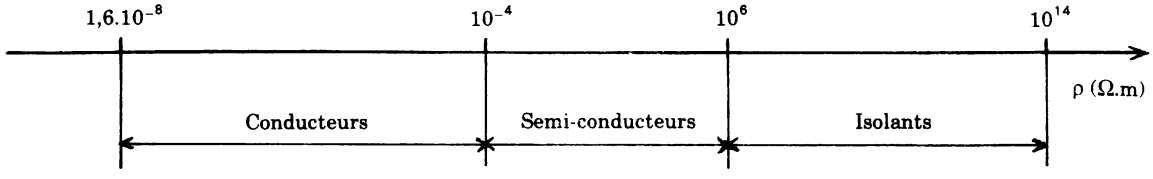


Fig.79

II – STRUCTURES CRISTALLINES DES SEMI-CONDUCTEURS

1 – INTRODUCTION

Dans les liquides et les gaz apparait un désordre total, pour certains corps solides , on rencontre une très grande variété d'arrangement des atomes.

2 – LIAISON ELECTROVALENTE

La liaison entre atomes est assurée par force électrostatique.
Exemple : un cristal de chlorure de sodium (NaCl) est un cube dont les sommets sont des atomes de chlore ou de sodium (Na) a perdu son électron périphérique, il devient ion positif (Na^+) ; chaque atome du chlore (Cl) a capté cet électron, il devient ion négatif (Cl^-). Les atomes sont liés entre eux alors par force électrostatique.

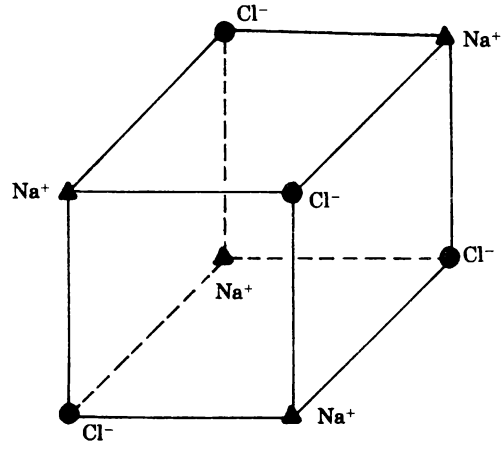


Fig.80

3 – LIAISON COVALENTE

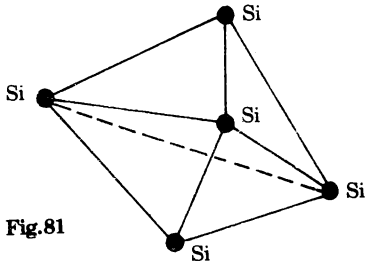


Fig.81

La liaison est assurée par la mise en commun des électrons de la couche périphérique de chaque atome. Le cristal est tétraèdre dont les quatre sommets sont quatre autres atomes identiques.

Exemple : monocristal de silicium qui est un corps semi-conducteur.

4 – CLASSIFICATION DES TOMES

Electriquement les atomes sont classés d'après le nombre d'électrons sur leur couche périphérique.
Ce nombre varie entre 1 et 8 ; le tableau de Mondeleïev qui tient compte de cette classification comporte 8 colonnes.

1	1	3	4	5	6	7	8
H		Al	C	P			Ne
	Mg	In	Si	As	O	Cl	
		Ga	Ge	Sb			
		B					

Semi-conducteurs

Les corps semi-conducteurs purs appartiennent à la colonne 4, c'est-à-dire que la couche périphérique de leurs atomes comporte 4 électrons.
Un atome , pour être stable, a tendance d'avoir 8 électrons sur la dernière couche (exceptionnellement pour l'hydrogène 2). Les cristaux semi-conducteurs (Ge – Si) sont constitués d'atomes possédant chacun 8 électrons sur sa couche périphérique alors qu'ils appartiennent à la colonne 4 du tableau

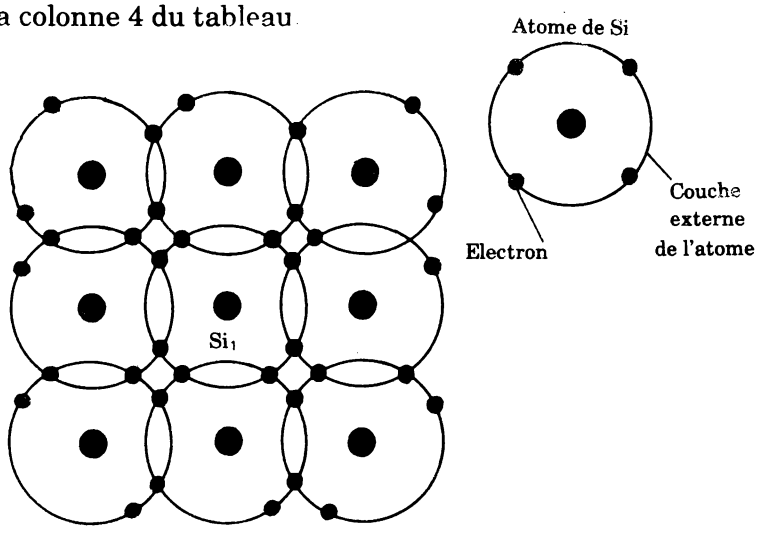


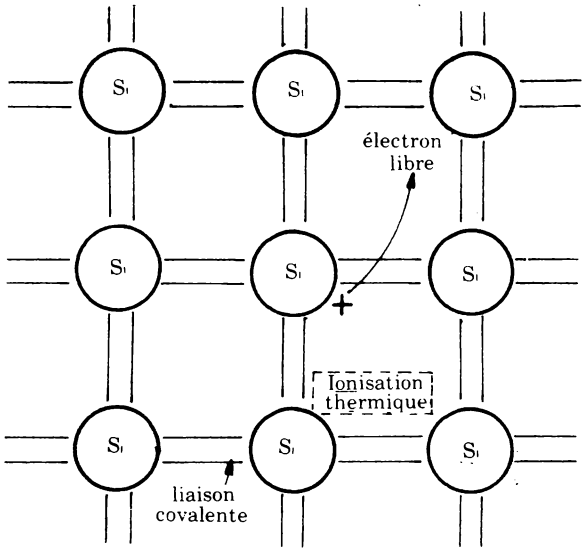
Fig.82 Les 8 électrons de la couche externe de Si_1 font partie en même temps des couches externes des autres Si.

Les 8 électrons sur la couche externe d'un atome de silicium voisins.
Globalement chaque atome possède extérieurement 8 électrons, alors qu'un atome du même corps isolé neutre (hors réseau) ne possède que 4 électrons sur sa couche externe.

III – CRISTAUX SEMI-CONDUCTEURS PURS (OU INTRINSEQUES)

1 – IONISATION THERMIQUE :

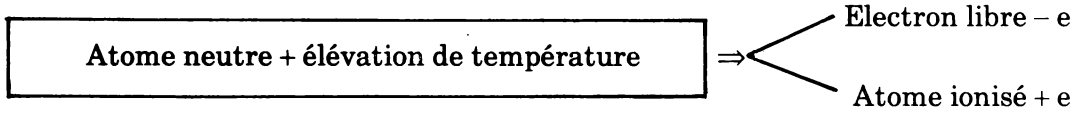
Prenons un morceau de semi-conducteur pur (silicium) et faisons augmenter sa température.



Sous l'effet de la température, quelques liaisons covalentes sont rompues.

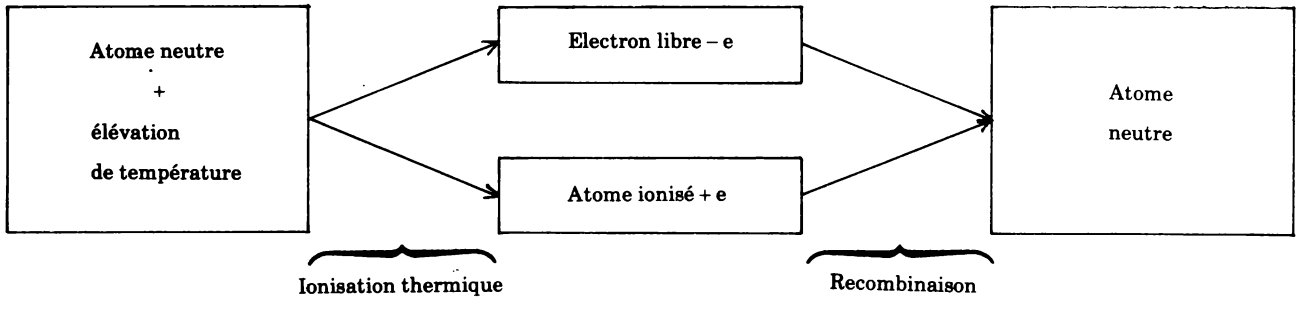
- Certains électrons de la couche périphérique deviennent électrons libres : porteurs de charge mobiles (charge élémentaire e).
- Les atomes ayant perdu un électron deviennent des ions positifs fixes au réseau (charge élémentaire + e).

Ce phénomène s'appelle **ionisation thermique**.
Sous l'effet de la température , l'atome A, qui a fourni un électron libre au réseau, devient un ion positif.



2 – RECOMBINAISON :

Les électrons libres d'un cristal semi-conducteur se déplacent dans ce cristal de façon désordonnée. Lorsqu'un électron arrive à proximité d'un ion positif, ce dernier peut capter un électron libre et devient **un atome neutre.**
Ce phénomène s'appelle **recombinaison.**



Dans un cristal de semi-conducteur, un équilibre s'établit , car les phénomènes d'ionisation thermique et de recombinaison existent simultanément.

3 – NOTION DE TROU :

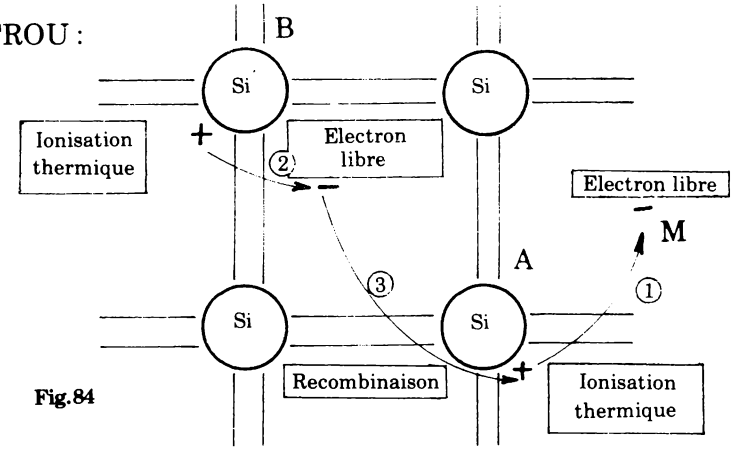
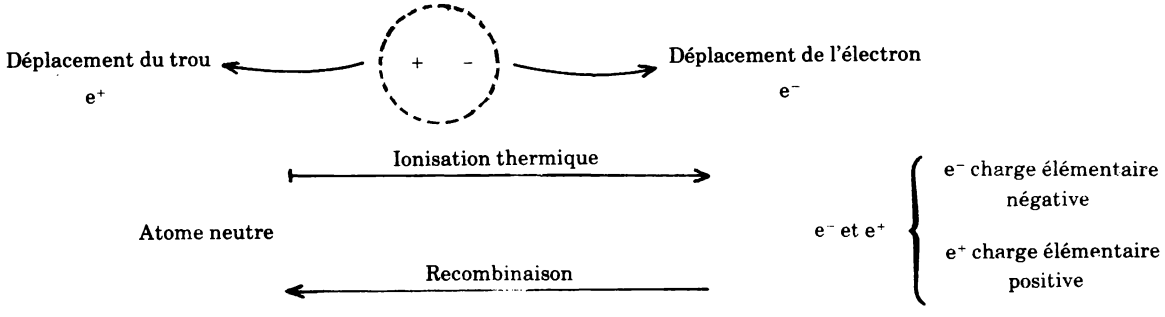


Fig.84

Etat 1 : ionisation thermique de l'atome A (A^+ + 1 électron libre).
Etat 2 : ionisation thermique de l'atome B (B^+ + 1 électron libre).
Etat 3 : recombinaison donnant un atome neutre en A.
Nous obtenons l'atome A neutre et le déplacement de l'électron libre de B en M, il y a donc deux charges : Atome B ionisé et électron libre en M.
Tout se passe comme si la charge + s'était déplacée de A en B : nous l'appellerons trou ou lacune.



4 – CONCLUSION :

A l'équilibre, l'ionisation thermique et la recombinaison apparaissent ou disparaissent en quantités égales.
Si n est le nombre d'électrons libres par unité de volume, p est le nombre de trous libres par unité de volume ; dans un semi-conducteur pur n = p.
La conduction dans un semi-conducteur pur est alors obtenue par paires « Electron-trou » : C'est **la conduction intrinsèque**.
Rappelons que dans un conducteur, la conduction est obtenue par déplacement d'électrons.

IV – CRISTAUX SEMI-CONDUCTEURS IMPURS (OU EXTRINSEQUES)

1 – DOPAGE :

L'introduction en quantité très faible d'impuretés dans un semi-conducteur intrinsèque, augmente dans des proportions considérables le nombre de porteurs de charges (électrons libres ou trous libres) et réduit la résistivité du matériau. Cette opération s'appelle dopage.

Les impuretés (ou dopeurs) utilisés appartiennent à la colonne 3 ou à la colonne 5 du tableau de Mondeleïev, c'est-à-dire leurs atomes portent 3 ou 5 électrons sur la couche périphérique.

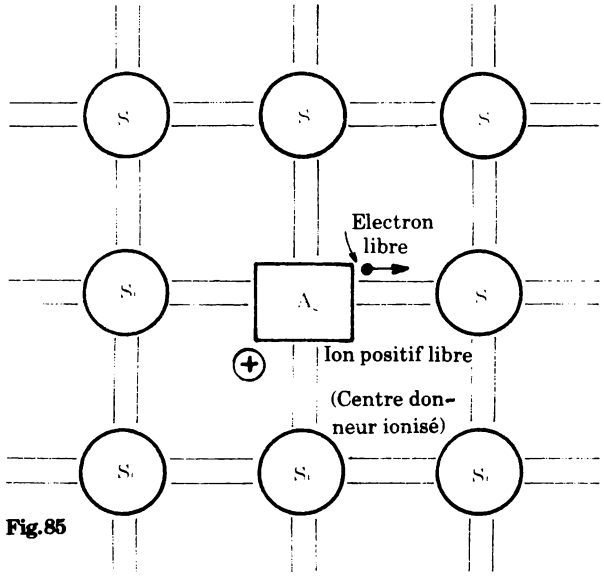
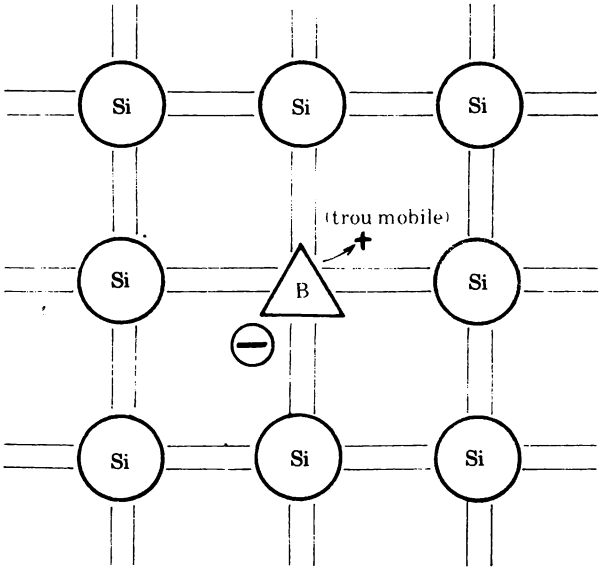


Fig.85

2 – SEMI-CONDUCTEUR TYPE N :

On introduit à un cristal de silicium pur une impureté pentavalente, par exemple de l'arsenic (As) dont l'atome neutre possède cinq électrons sur la couche périphérique, alors que l'atome du silicium n'en possède que quatre.

L'atome d'arsenic réalise quatre liaisons covalentes comme tout atome de silicium, mettant en commun quatre de ses électrons de valence, et il lui reste un électron qui sera ainsi faiblement lié au réseau. Une énergie de l'ordre de 0,05 e.V. est capable de libérer cet électron, c'est-à-dire ioniser l'atome d'arsenic. A température ordinaire, chaque atome d'arsenic fournit un électron libre au réseau et se transforme en ion positif. On l'appelle atomme donneur et on le note par + . Les concentrations en électrons libres (n) et ne trous libres (p) sont très différentes ; en effet, les atomes donneurs libèrent essentiellement des électrons tandis que les atomes du cristal pur (Si) libèrent quelques couples « Electron-trou » dus à la conduction intrinsèque. Les électrons sont alors les plus nombreux, ils sont dits porteurs majoritaires ; les trous (moins nombreux que les électrons) sont appelés porteur minoritaires. On a donc $n >> p$, le cristal dopé ainsi est appelé semi-conducteur de type **N**.



3 – SEMI-CONDUCTEUR TYPE P :

On incorpore à un cristal de silicium pur une petite quantité d'une impureté trivalente, par exemple du Bore (B).

Ses trois électrons périphériques forment trois liaisons covalentes qui le relient au réseau. Mais il lui en faut quatre pour former les quatre covalences.

L'atome trivalent capte un électron supplémentaire (électron libre du cristal), il devient ion négatif ; il est appelé atome accepteur. A température ordinaire , les atomes du l'impureté captent chacun un électron , donc ils

libèrent chacun un trou, ils sont tous ionisés. Dans ce cristal ainsi dopé, les trous sont porteurs majoritaires et les électrons sont porteurs minoritaires $p >> n$. Il est appelé semi-conducteur de type P.

4 – CONCLUSION

Dans un semi-conducteur, la conduction est due aux paires « Electron-trou » du semi-conducteur lui-même, c'est la conduction intrinsèque : $n = p$.
Dans un semi-conducteur extrinsèque (dopé) la conduction est due à deux phénomènes :

— Conduction intrinsèque (expliquée ci-dessus).
— Conduction due à l'inpureté (par électrons pour le type N et par trous pour le type P).

Il faut noter que malgré le faible pourcentage de l'impureté (1 atome d'impureté pour 10* atomes de semi-conducteur pur), la conduction dans un semi-conducteur dopé est due essentiellement à cette impureté.

Nous résumons :

Semi-conducteur pur	$n = p$
Semi-conducteur type N	$n >> p$
Semi-conducteur type P	$p >> n$

CHAPITRE VI

JONCTION PN

LEÇON 10

LA JONCTION P N

I - DEFINITION

On appelle jonction P N La mise en contact de deux semi-conducteurs, l'un de type P et l'autre de type N. Pour l'obtenir industriellement, on dépose par exemple une couche de phosphore (impu reté pentavalente) sur un monocristal de silicium de type P ; l'ensemble est chauffé à haute température (1200 ^{0} C), les atomes de phosphore pénètrent dans le cristal de silicium et y créent une région de type N, ainsi la jonction PN est formée, c'est la surface de séparation des régions dopées N et P.

II - JONCTION PN EN CIRCUIT OUVERT

1 - DESCRIPTION

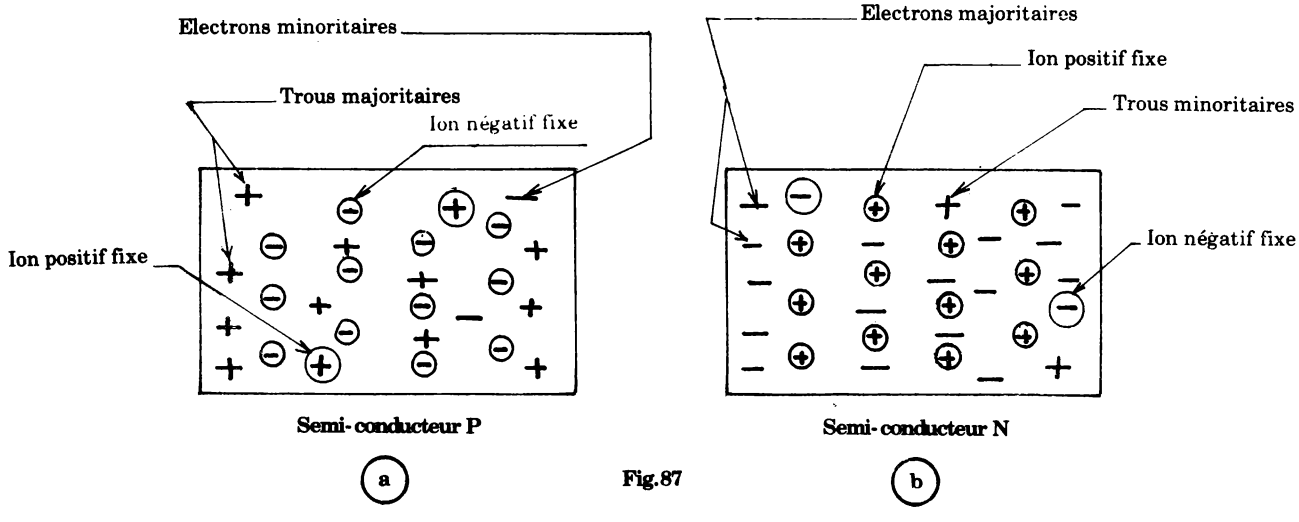


Fig.87

* Dans la région P on trouve :
  - Des trous : porteurs majoritaires
  - Des atomes accepteurs ionisés fixes
  - Peu d'électrons : porteurs minoritaires
  - Peu d'atomes donneurs ionisés fixes pour neutraliser les électrons minoritaires.

* Dans la région N on trouve :
  - Des électrons : porteurs majoritaires
  - Des atomes donneurs ionisés fixes
  - Peu de trous : porteurs minoritaires.
  - Peu d'atomes accepteurs ionisés fixes.

Lorsque les deux régions (P et N) sont jointes, la différence des concentrations en porteurs majoritaires donne naissance à un phénomène appelé diffusion.

2 - DIFFUSION

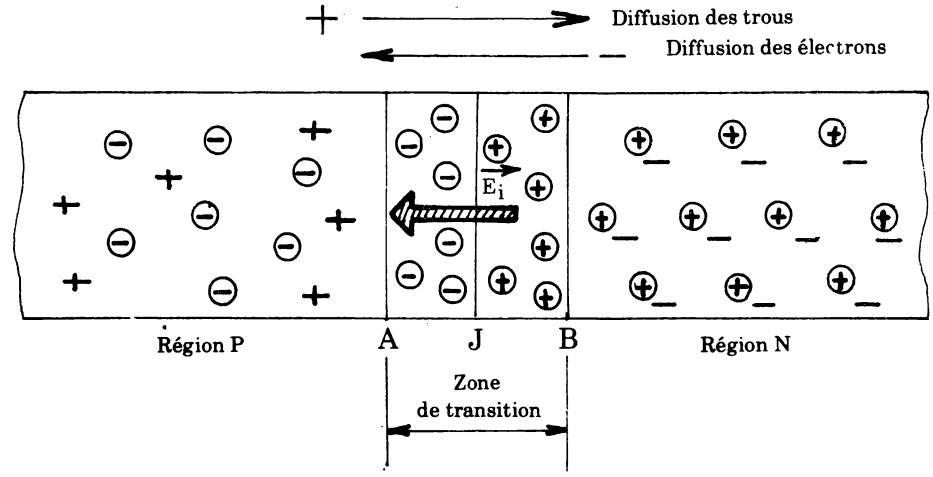


Fig.88

Les trous sont majoritaires dans la région P et minoritaires dans la région N, ils diffusent de la région P vers la région N. De même, les électrons qui sont majoritaires dans N diffusent vers la région P où leur co centration est beaucoup plus faible.

3 - CHAMP ELECTRIQUE INTERNE ET BARRIERE DE POTENTIEL :

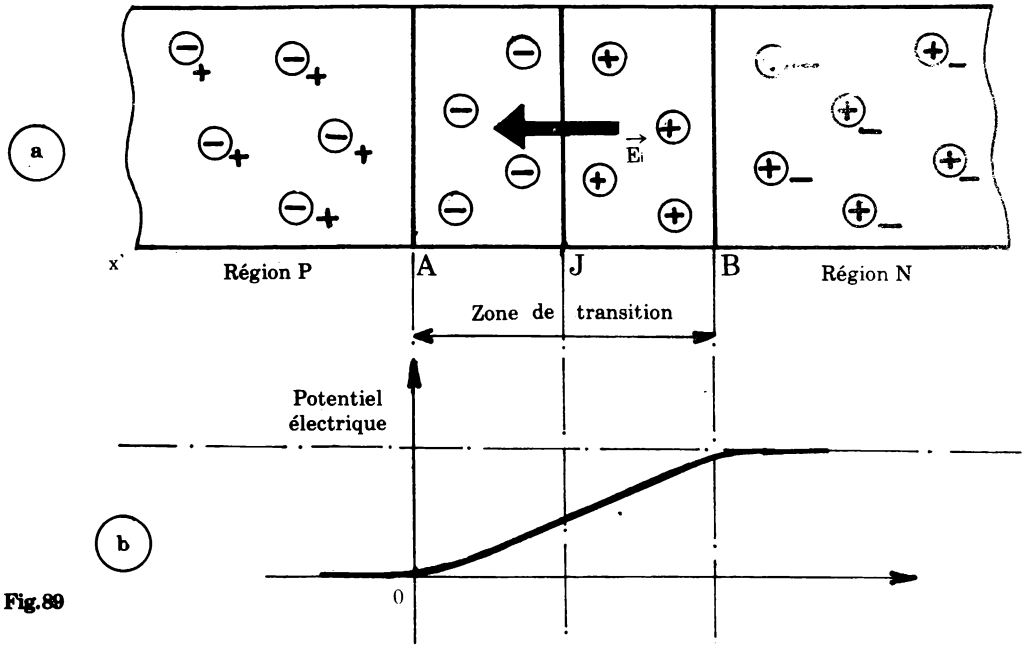


Fig.89

Dans le cristal existent plusieurs régions : (fig.89)

- Région Bx : région N neutre car chaque atome donneur ionisé a libéré un électron de charge opposée.
- Région x'A : région P également neutre.
- Région AJ : chargée négativement par les ions négatifs.
- Région JB : chargée positivement par les ions positifs.

Le cristal dans son ensemble est neutre (aucun apport de charges extérieures), la charge totale négative de la région AJ est égale et opposée à la charge totale positive de la région JB.
Ces deux charges opposées créent dans la zone de transition un champ électrique interne dirigé de la région N vers la région P.
En conséquence, il en résulte une d.d.p. de quelques dixièmes de volt $V_A - V_B = U_d$ appelée d.d.p. de contact ou de diffusion ou barrière de potentiel.
Les régions P et N sont des équipotentielles.

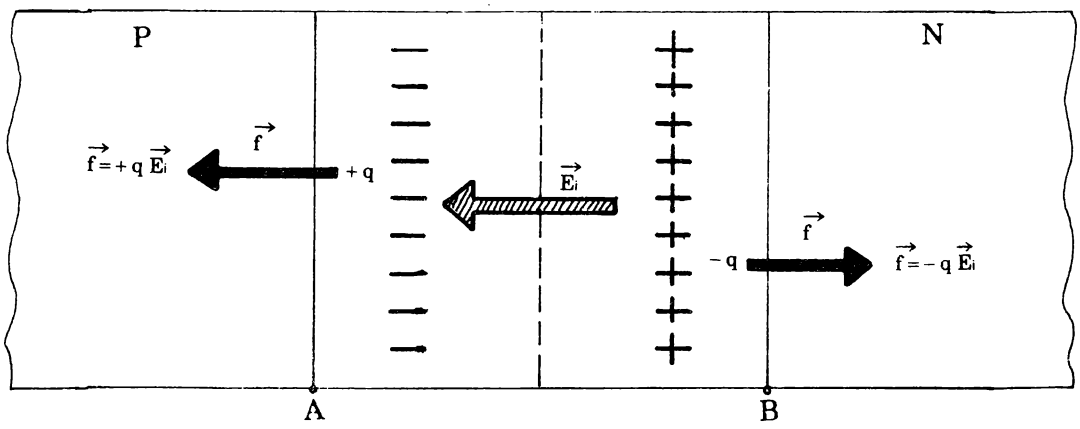


Fig.90

Si une charge + q est placée à proximité de la jonction, elle est attirée par les ions négatifs et repoussée par les ions positifs : elle est soumise à une force résultatante non nulle.

4 – LE CHAMP ELECTRIQUE INTERNE ARRETE LA DIFFUSION DES PORTEURS MAJORITAIRES :

Lorsque les électrons majoritaires de la région N arrivent par agitation thermique à la zone de transition, ils sont soumis dans cette région à une force électrique $\vec{f} = -e\vec{E}$ dirigée de P vers N (sens opposé à $\vec{E_i}$), le champ $\vec{E_i}$ s'oppose au passage des électrons de N vers P. De même, lorsque les trous majoritaires de la région P arrivent dans la zone de transition, ils sont soumis à une force $\vec{f} = +e\vec{E_i}$ dirigée de N vers P (même sens que $\vec{E_i}$) : le champ $\vec{E_i}$ s'oppose au passage des trous de P vers N. Le champ interne $\vec{E_i}$ qui est dû à la diffusion des porteurs majoritaires s'oppose à cette diffusion. Donc, c'est grâce à $\vec{E_i}$ que la diffusion est arrêtée.

5 - LE CHAMP ELECTRIQUE INTERNE FAVORISE DIFFUSION DES PORTEURS MINORITAIRES :

Un raisonnement analogue au paragraphe précédent montre que :

- lorsqu'un électron de la région P arrive à la zone de transition, il est soumis à une force dirigée de P vers N. Le champ favorise le passage des électrons de P vers N.
- lorsqu'un trou de la région N arrive à la zone de transition, il est soumis à une force dirigée de N vers P. Le champ favorise le passage des trous de N vers P. Il favorise donc le passage des porteurs minoritaires (électrons de P vers N ou trous de N vers P).
  Il faut noter que le passage des minoritaires n'est pas infini, car un équilibre est établi imposé par la température de la jonction.

III - JONCTION PN EN CIRCUIT FERME :

1 - SENS DIRECT

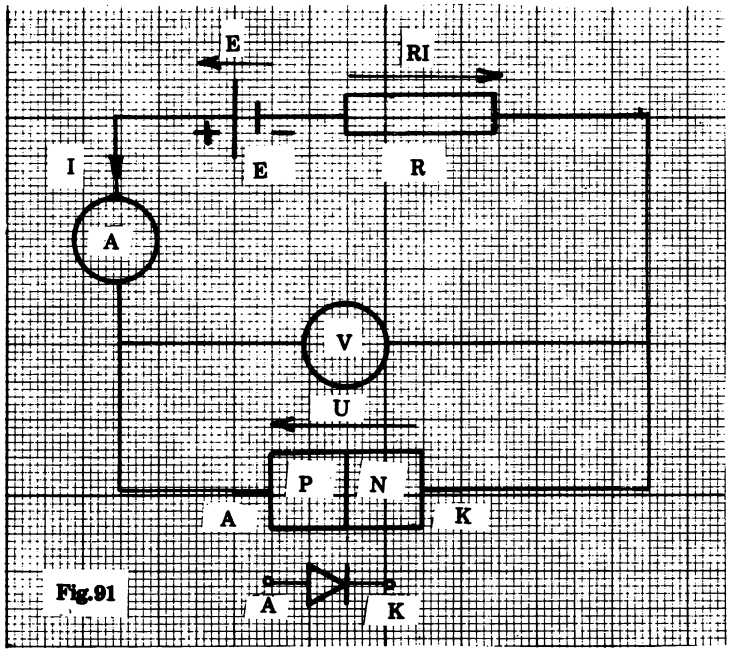


Fig.91

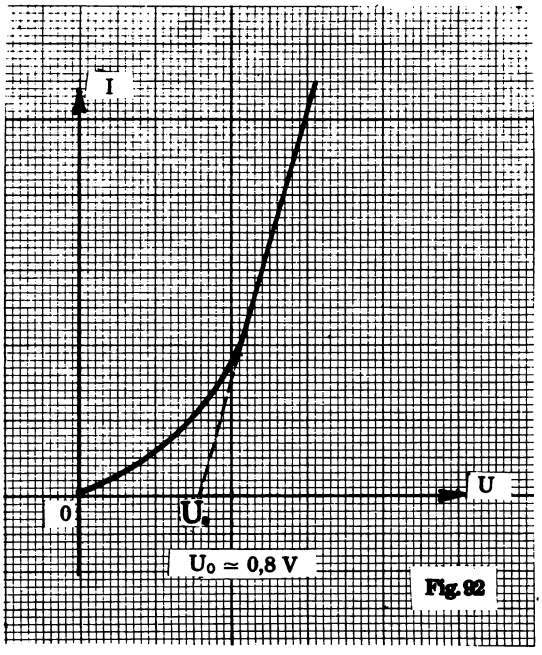


Fig.92

On constate que le courant reste faible tant que U < 0,6 V (diode au silicium), dès que la d.d.p. augmente peu, le courant augmente très vite et il ne sera limité par la résistance R. On dit que la diode conduit, elle est dite passante ou polarisée en sens direct.

Retenons qu'une diode conduit lorsque le pôle positif de la source est relié à la région P ou à l'anode. D'après la loi des mailles nous pouvons écrire :

$$E = U + RI \text{ ou } I = -\frac{U}{R} + \frac{E}{R}$$

Cette courbe est une droite décroissante représentant la variation de U par rapport à I de tout ce qui est extérieur à la diode.
Elle s'appelle droite de charge de la diode.

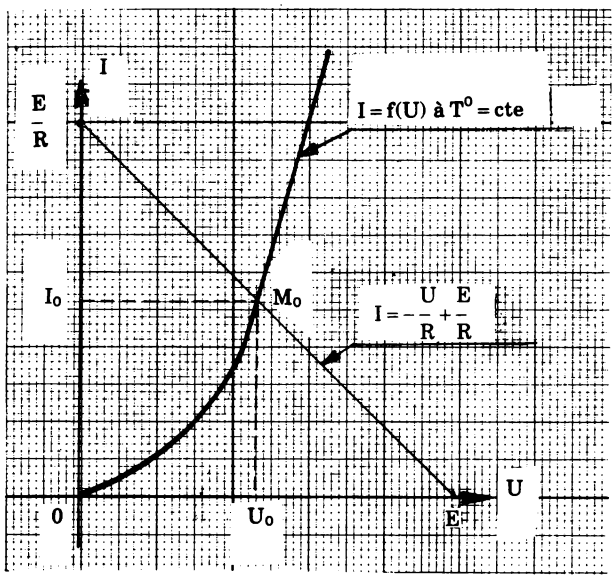


Fig.93

L'intersection des deux courbes (I = f(U) et la droite de charge) donne le point de fonctionnement.

2 – POURQUOI UNE DIODE CONDUIT EN SENS DIRECT ?

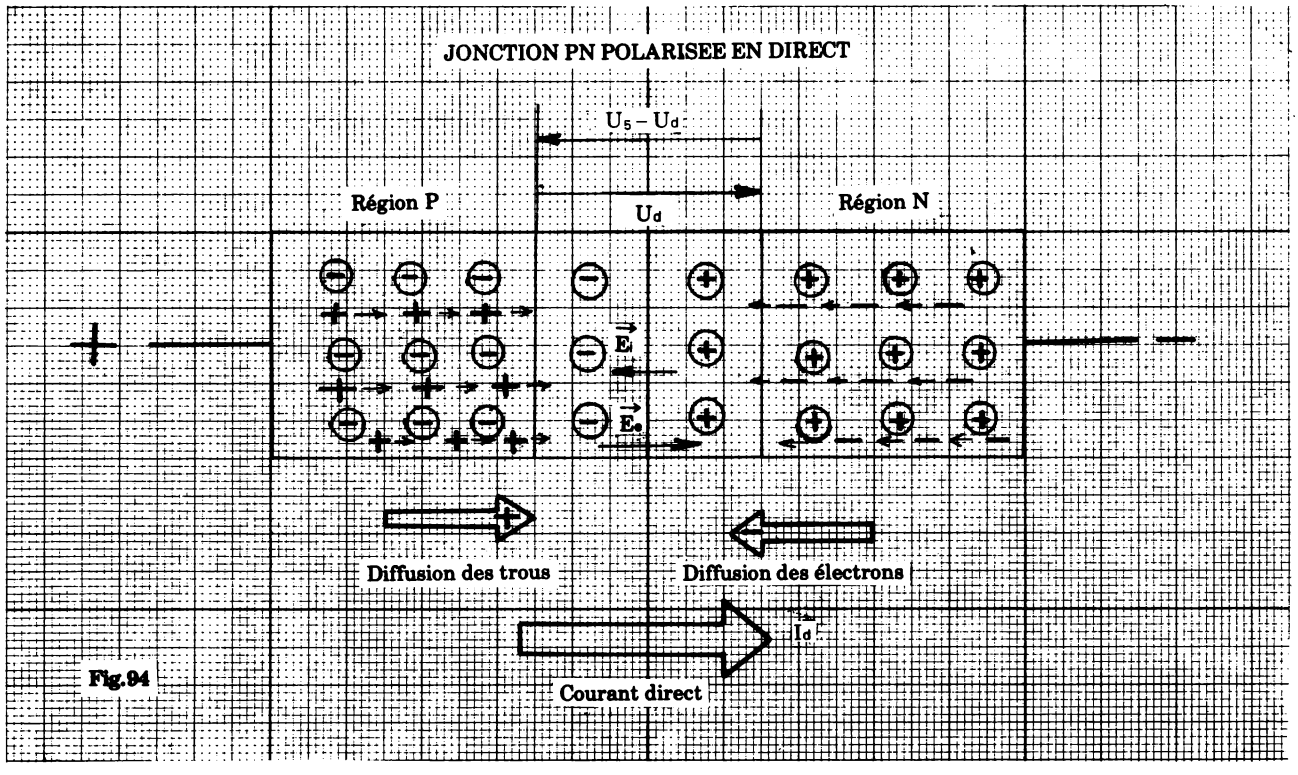


Fig.94

Nous avons vu qu'une jonction PN en circuit ouvert présente un champ électrique interne $\vec{E_i}$ dû à la diffusion des porteurs majoritaires. Ce champ, une fois établi, il arrête la diffusion des majoritaires. Une barrière de potentiel de hauteur Ud est établie grâce au champ ;

Une fois la jonction est polarisée de sorte que le pôle positif de la source sera relié à la région P et que son pôle négatif sera relié à la région N, il y a superposition de deux états :

* Champ électrique interne $\vec{E_i}$ et champ électrique électromoteur dû à la source : ces deux champs sont opposés, leur résultante est $\vec{E_r} = \vec{E_e} - \vec{E_i}$
(généralement $|\vec{E_e}| > |\vec{E_i}|$)

* d.d.p de contact ou barrière de potentiel U_d et d.d.p de la source U_s, elles sont de sens opposé ; leur somme est : $U_s - U_d$.
Dans ce cas, le phénomène de diffusion des porteurs majoritaires se reprend : sens de $\vec{E_r}$ favorisant cette diffusion donc barrière de potentiel abaissée. Il y a donc un passage de courant dû aux porteurs majoritaires qui est un courant important, l'insersion d'une résistance avec la jonction est nécessaire pour limiter ce courant.

3 – SENS INVERSE :

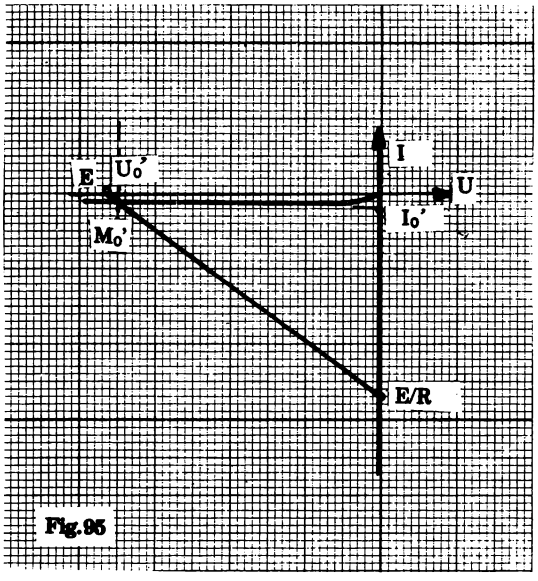


Fig.95

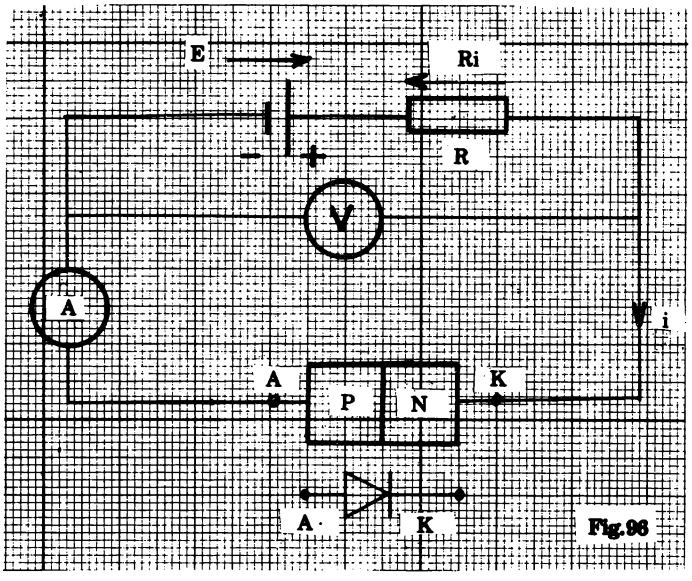


Fig.96

Le courant reste très faible quelle que soit la tension appliquée aux bornes de la jonction. L'ampèremètre n'est pratiquement pas sensible à ce courant, c'est le courant inverse de la jonction qui est extrêmement faible. On dit que la diode ne conduit pas, elle est dite bloquée ou polarisée en sens inverse. Une diode, est bloquée lorsque le pôle positif de la source est relié à sa cathode (région N).

L'équation de la droite de charge est : $i = -\frac{U}{R} + \frac{E}{R}$, puisque i est très faible (courant inverse de la jonction). On aura $-\frac{U}{R} + \frac{E}{R} \simeq 0 \Longrightarrow E \simeq U$, c'est à dire que toute la tension de la source se trouve pratiquement aux bornes de la jonction.

4 - POURQUOI UNE DIODE NE CONDUIT PAS EN INVERSE ?

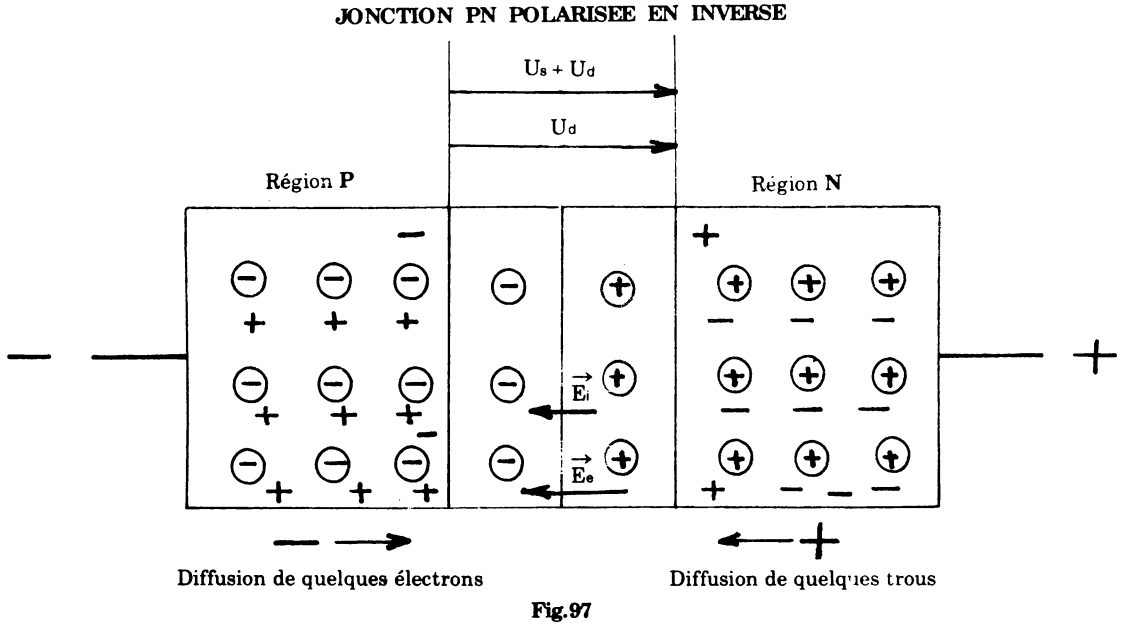


Fig.97

Lorsque le pôle positif de la source est relié à la région N et que son pôle négatif est relié à la région P, on dit que la jonction PN est polarisée en sens inverse. Dans ce cas :

* Le champ électrique interne ($\vec{E_i}$) et le champ électrique ($\vec{E_e}$) produit par la source s'ajoutent : $\vec{E_r} = \vec{E_i} + \vec{E_e}$

* La d.d.p de (U_d) s'ajoute à la d.d.p de la source (U_s). La d.d.p aux bornes de jonction (U_j) est alors :

$$U_j = U_s + U_d$$

Le champ électrique se trouve augmenté , la barrière de potentiel est donc surélevée (de U_d à $U_d + U_s$) ; la diffusion des porteurs majoritaires est totalement arrêtée. Il y a un très faible courant né par la diffision des porteurs minoritaires.
La jonction se comporte comme une très forte résistance dans le circuit.

5 - PHENOMENE D'AVALANCHE

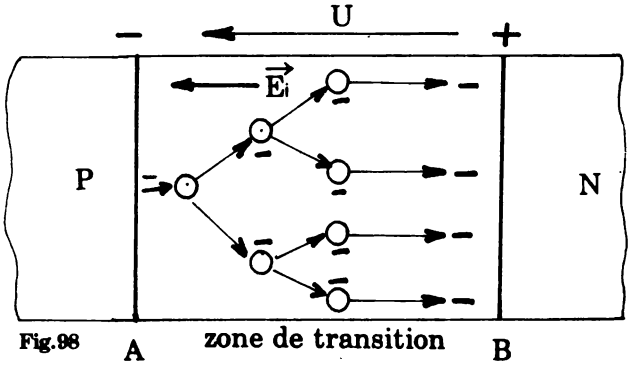


Fig.98

Lorsque la d.d.p de la source devient importante, l'énergie que reçoivent les électrons minoritaires éjectés par le champ résultant (de la région P vers la région N) augmente Ces électrons (porteurs minoritaires) ionisent par chocs les atomes de la zone de transition. En effet, si un électron heurte un atome de cette zone, en devenant ionisé, cet atome libère un autre électron.

Les deux électrons ainsi libérés ionisent à leur tour d'autres atomes. Par chocs successifs le nombre de porteurs de charge augmente alors rapidement, c'est l'effet cumulatif. Le courant croit et la caractéristique courant-tension devient sensiblement verticale : il y a claquage de la jonction. Deux cas sont à considérer :

- Le claquage est irréversible : la diode est mise hors d'usage car elle conduit dans les deux sens. Le constructeur indique la d.d.p inverse maximale que peut supporter la diode.

Pour certaines diodes, le claquage est réversible, la diode retrouve ses propriétés normales si la d.d.p inverse diminue en module : ce sont les diodes Zéner.

LEÇON 11

DIODE A JONCTION

1 – CARACTERISTIQUE COURANT TENSION

a) Schéma de montage :

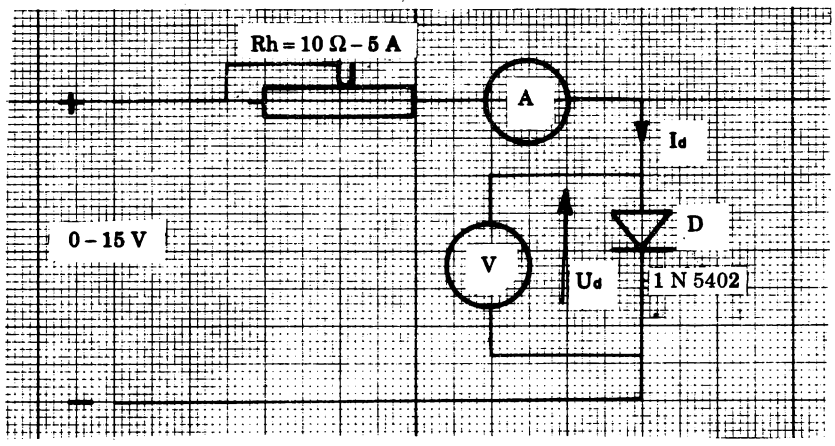


Fig.99

b) Tableau des valeurs

Id (A)	0	0	0,0285	0,0855	0,34	0,628	2,1	3
Ud (V)	0	0,1	0,5	0,6	0,7	0,76	0,8	0,82

c) Courbes :

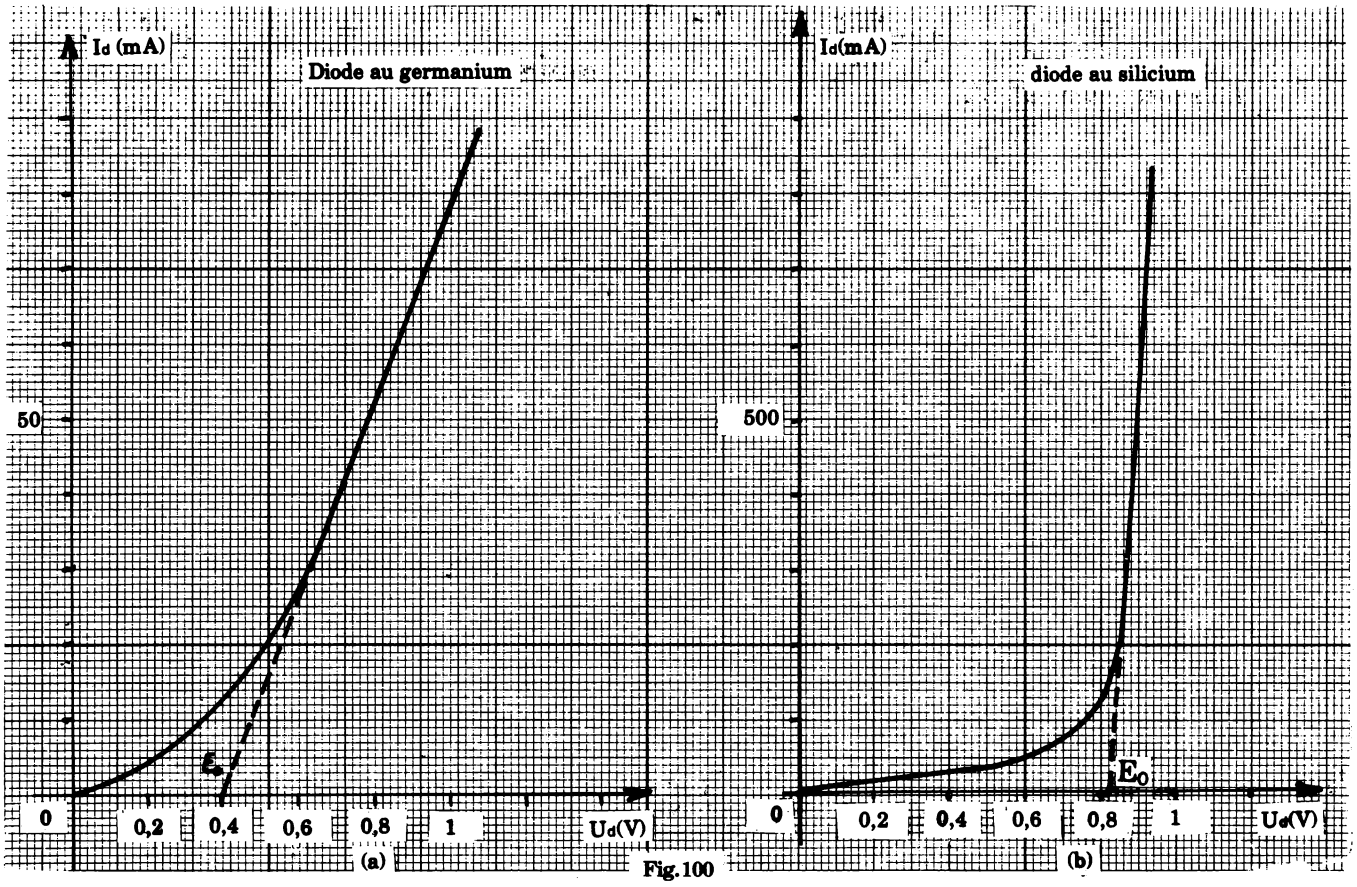


Fig.100

Remarque :

L'étude expérimentale de la caractéristique inverse montre que quelle que soit la tension appliquée aux bornes de la diode, le courant inverse n'est pas mesurable. Cette caractéristique est donc une droite confondue avec l'axe des tensions. Toutefois, la tension inverse ne doit pas dépasser une valeur limite donnée par le constructeur.

2 – RESISTANCE DYNAMIQUE – TENSION DE SEUIL

a) Résistance dynamique

Par définition la résistance dynamique est le rapport d'une petite variation de tension (ΔU) par la variation correspondante du courant (ΔI) autour du point de fonctionnement : $R_d\,(\Omega) = \dfrac{\Delta U(r)}{\Delta I(A)}$

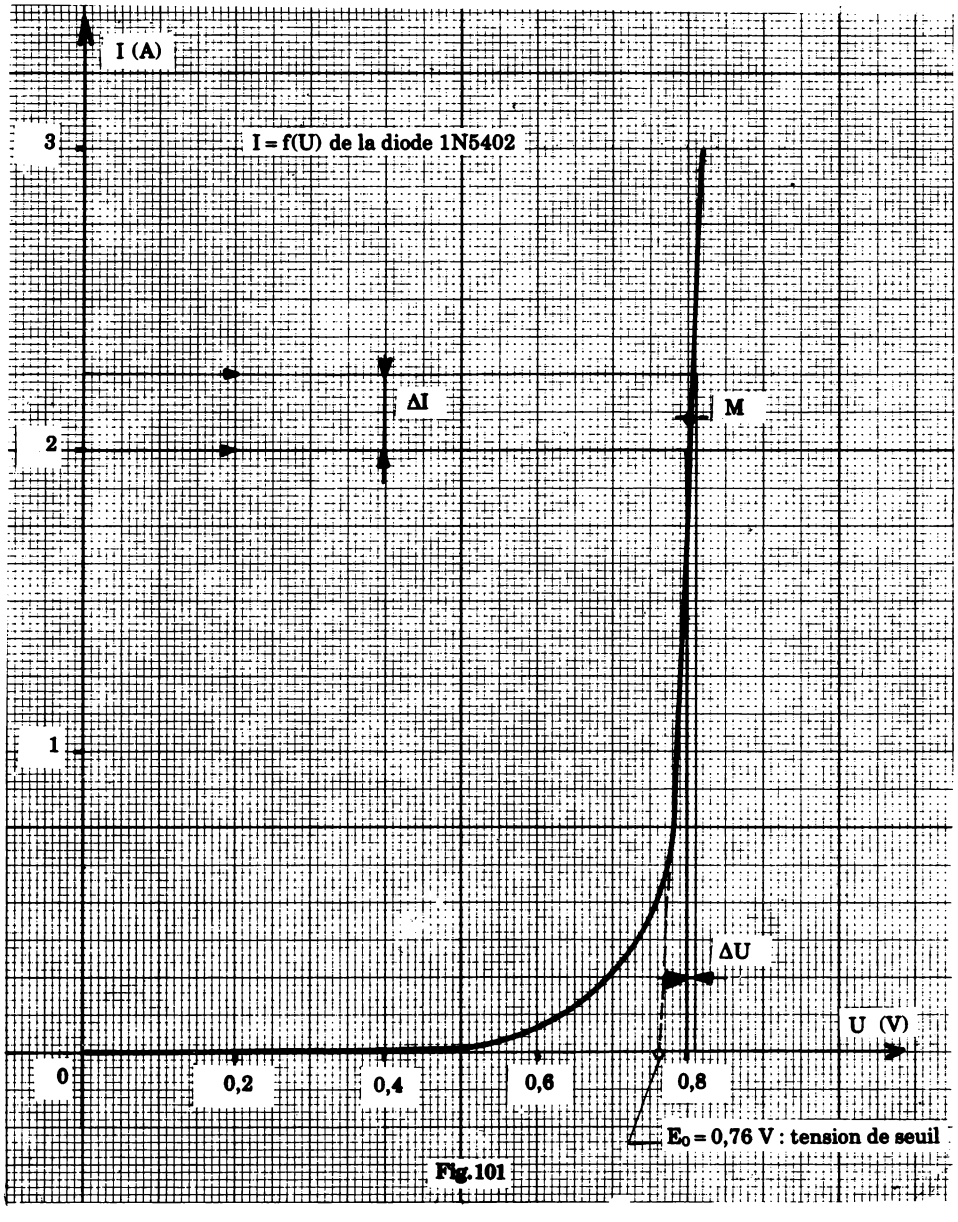


Fig. 101

Exemple :

Autour du point M

$\Delta U = 0{,}012$ V

$\Delta I = 0{,}25$ A

d'où

$R_d = \dfrac{0{,}012}{0{,}25} = 0{,}048\ \Omega$

$R_d = 0{,}048\ \Omega$

à I = 2,25 A

et U = 0,8 V

b) Tension de seuil :

On appelle tension de seuil d'une diode, la tension directe à partir de laquelle la conduction de cette diode devient nette. Graphiquement, c'est l'intersection du prolongement de la partie linéaire de la caractéristique directe avec l'axe des tensions.
Cette tension, notée E_0, est de l'ordre de 0,4 V pour les diodes au germanium et de 0,8 V pour les diodes au silicium.

Exemples : Fig. : 100 (a) $E_0 = 0{,}4$ V (Ge)
Fig. : 100 (b) $E_0 = 0{,}81$ V (Si)

Remarque :

La résistance dynamique directe d'une diode à jonction est très faible par rapport à celle d'une diode à vide.

Exemple :

1N5402 : diode à jonction $R_d = 0{,}048\ \Omega$ à $I_d = 2{,}25$ A
EZ80 : diode à vide $R_d = 364\ \Omega$ à $I_d = 22$ m A

3 - SCHEMA EQUIVALENT

a) Sens direct

a – 1 Analyse de fonctionnement :

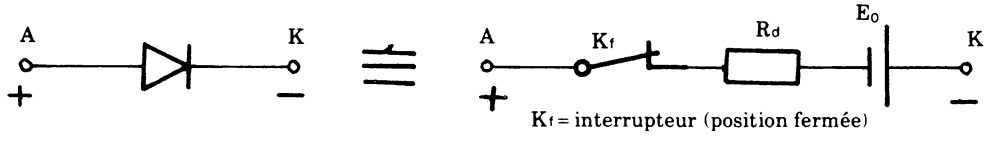
La diode ne conduit pratiquement pas tant que $U_d < E_0$ (voir figure 100).
Une fois elle commence à conduire, la caractéristique devient pratiquement une droite de pente $\frac{1}{R_d}$.

Pour $U_d > E_0$ l'équation sera :

$$U_d = E_0 + R_d \cdot I_d$$

La diode a la même équation qu'un récepteur de f.c.e.m. E_0 et de résistance interne R_d.
Attention, E_0 ne prend naissance qu'avec U_d, c'est à dire que la diode ne peut en aucun cas fonctionner en générateur.

a – 2 Schéma :



Diode à jonction en sens direct

Fig. 102

a – 3 Caractéristique rendue linéaire :

C'est la caractéristique qui correspond à l'équation $E_0 + R_d I_d = U_d$
C'est l'équation d'une droite

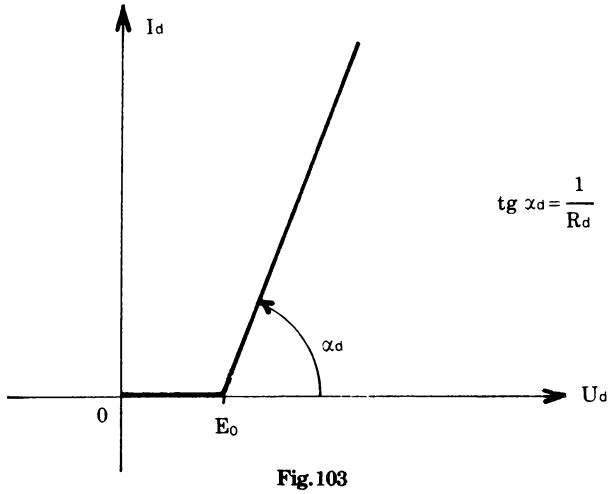


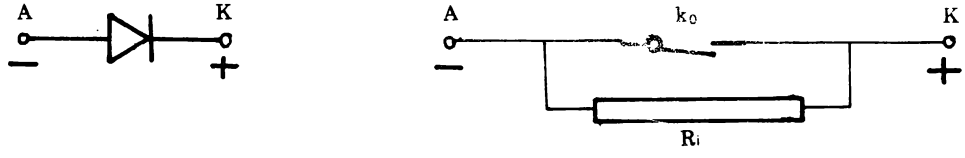
Fig.103

b) Sens inverse

b – 1 Analyse de fonctionnement

En sens inverse la diode ne conduit pas tant que la d.d.p. (inverse) ne dépasse pas une valeur limite appelée tension inverse maximale de la diode. Toutefois, il y a un léger courant (de l'ordre de quelques microampères) dû à la diffusion des porteurs minoritaires. La diode est équivalente à une très forte résistance dans le circuit qui correspond à l'équation : $U_i = R_i . I_i$

b – 2 SCHEMA



k0 = interrupteur (position ouverte)

Diode à jonction en sens inverse

Fig.104

b – 3 Caractéristique idéalisée

C'est une courbe qui correspond à l'équation $U_i = R_i I_i$, c'est l'équation d'une droite passant par l'origine et de pente $\frac{1}{R_i}$ qui est très faible car R_i est très grand.

C'est donc une droite pratiquement confondue avec l'axe des abscisses.

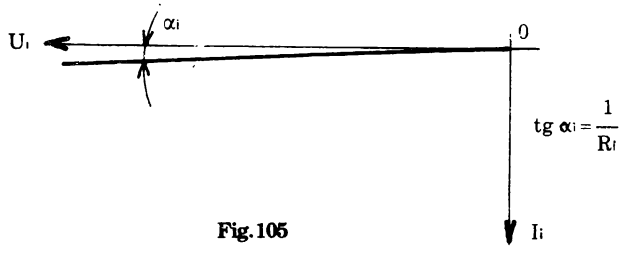


Fig.105

4 – DIODE IDEALE (OU PARFAITE) :

a) Considérations pratiques :

Dans la pratique une diode à jonction présente en sens direct une très faible résistance qu'on peut toujours négliger et une tension de seuil également très faible qui est toujours négligeable. En inverse sa résistance st très grande qu'on peut considérer comme infinie.
Une telle diode simplifiée est appelée diode idéale.

b) Schéma équivalent d'une diode idéale :

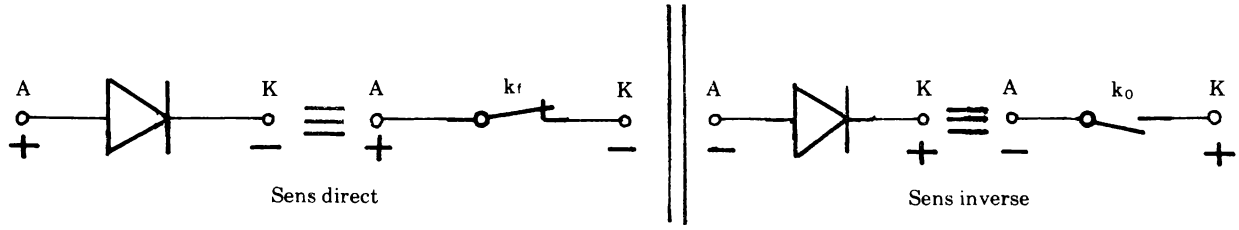


Fig.106

c) Caractéristique courant- tension d'une diode idéale :

En direct U = 0 ∀ I et en inverse I = 0 ∀ U

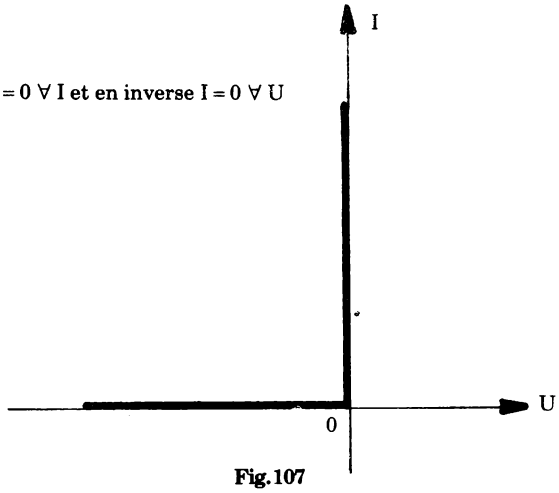


Fig.107

5 – LIMITE D'UTILISATION D'UNE DIODE A JONCTION :

a) Echauffement des diodes :

DAns le sens direct, la puissance $P_d = U_d . I_d$ se transforme entièrement en chaleur dans tout le cristal . Il ne faut pas dépasser une valeur limite de la température.

Exemple : un cristal de germanium supporte une température maximale de 75 ^{0} C alors que celle du silicium est de 150 ^{0} C.

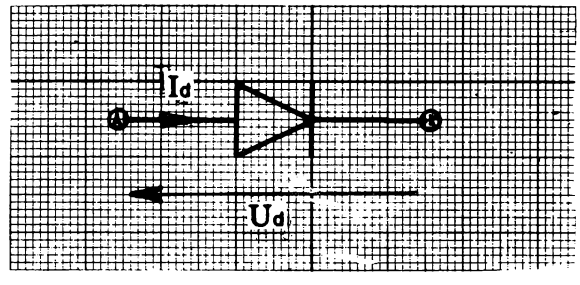


Fig.108

b) Courant direct maximal :

La d.d.p U_d étant très faible, c'est le courant I_d qui peut prendre des valeurs considérables ($U_d = \frac{P_d}{U_d}$). Le constructeur donne le courant direct maximum que peut supporter la diode.

c) Tension inverse maximale :

En sens inverse , la puissance dissipée est généralement très faible ($P_i << P_d$), mais il ne faut atteindre la tension de claquage de la jonction (non réversible pour une diode à jonction).

Le constructeur précise également la valeur limite à ne pas dépasser.

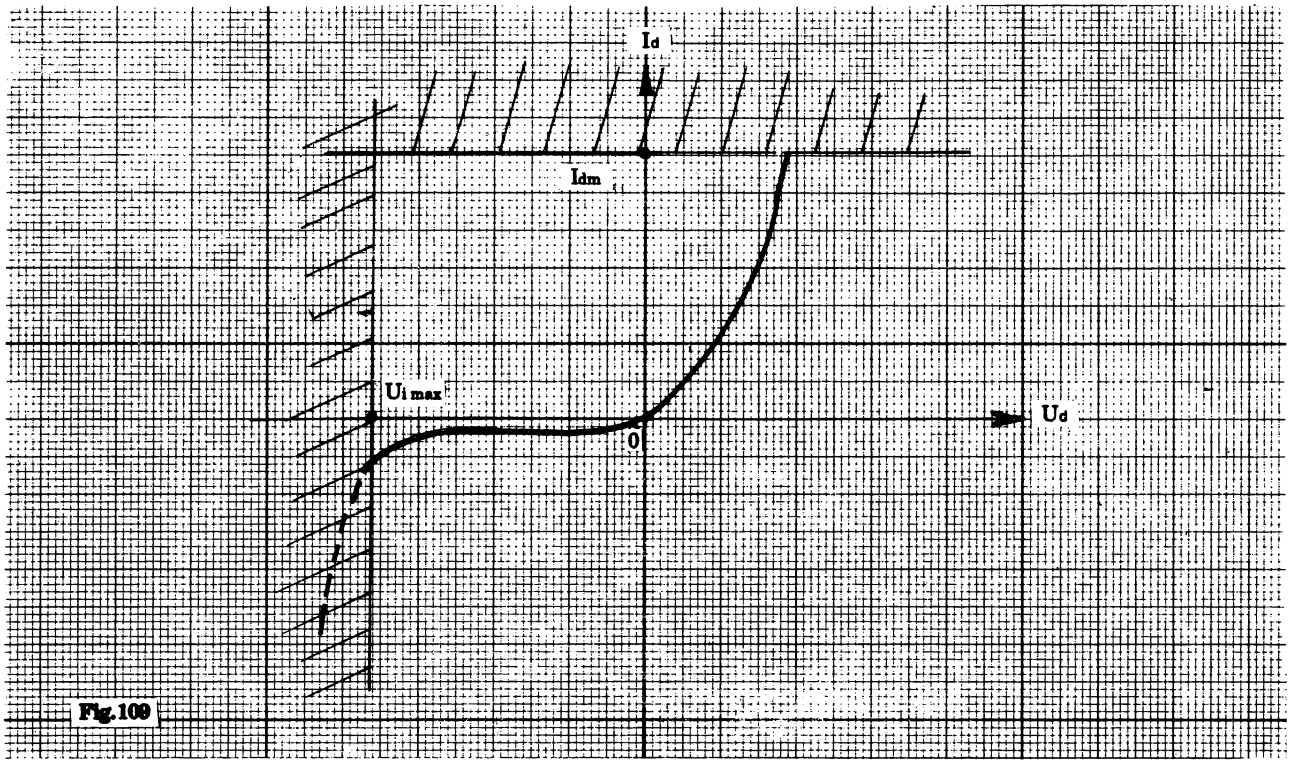


Fig.109

d) Conséquences :

Une diode est caractéristée par son courant nominal et sa tension inverse maximale.

Exemple : diode 1N4001

I_d nominal : 1 A

$U_{i\,max}$ = 50 V.

6 – ASSOCIATION DES DIODES IDENTIQUES :

a) Association en série :

Deux diodes identiques branchées en série sont équivalentes à une seule diode ayant :

* Un courant direct nominal égal à celui de l'une d'elles : $I_{dnom} = I_{d_1nom} = I_{d_2n}$

* Une tension inverse maximale égale à deux fois celle de l'une d'elles.

$$U_{i\,max} = 2\,U_{i\,max1} = 2\,U_{i\,max\,2}$$

Exemple :

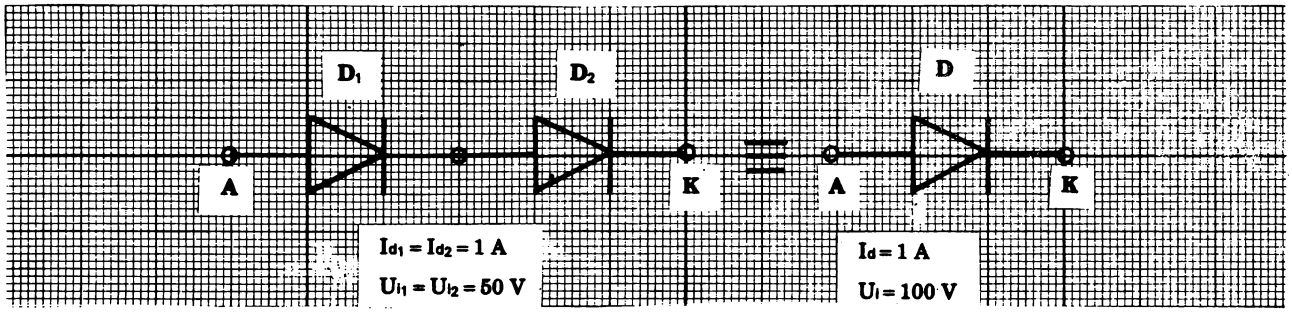


Fig.110

b) Association en parallèle :

Deux diodes identiques branchées en parallèle sont équivalentes à une seule diode ayant :
* un courant direct nominal égal à deux fois celui de l'une d'elles :

$$I_{dn} = 2\,I_{d_1n} = 2\,I_{d_2n}$$

* une tension inverse maximale égale à celle de l'une d'elles :

$$U_{i\,max} = U_{i_1max} = U_{i_2max}$$

Exemple :

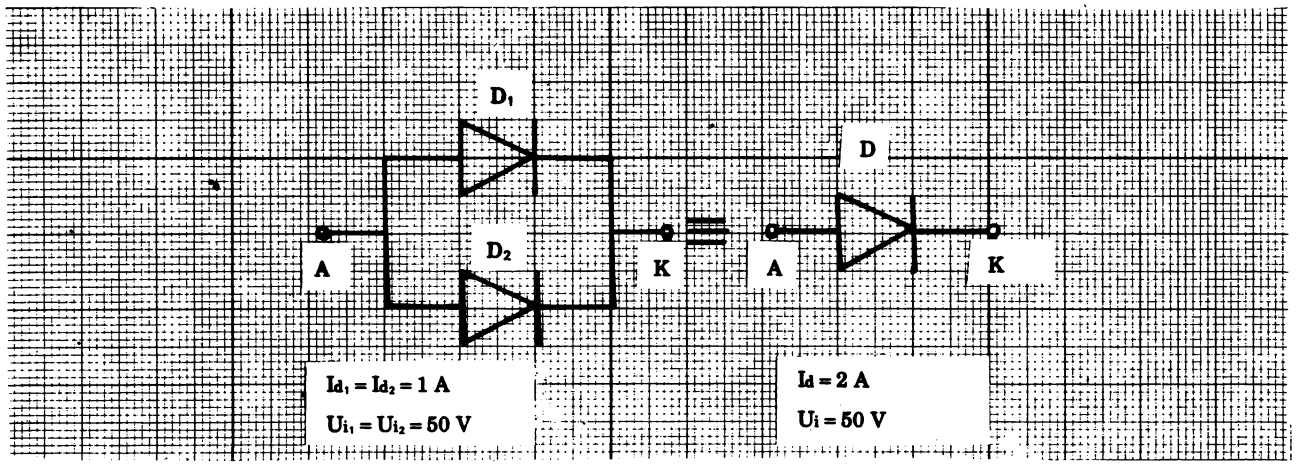


Fig.111

$\frac{1}{2}I^2 + \frac{3}{4}I - 5 = 0$ ou $2I^2 + 3I - 20 = 0 \Longrightarrow I = 2{,}5$ A comme le courant doit être positif, la solution $I = -4$A est à rejeter

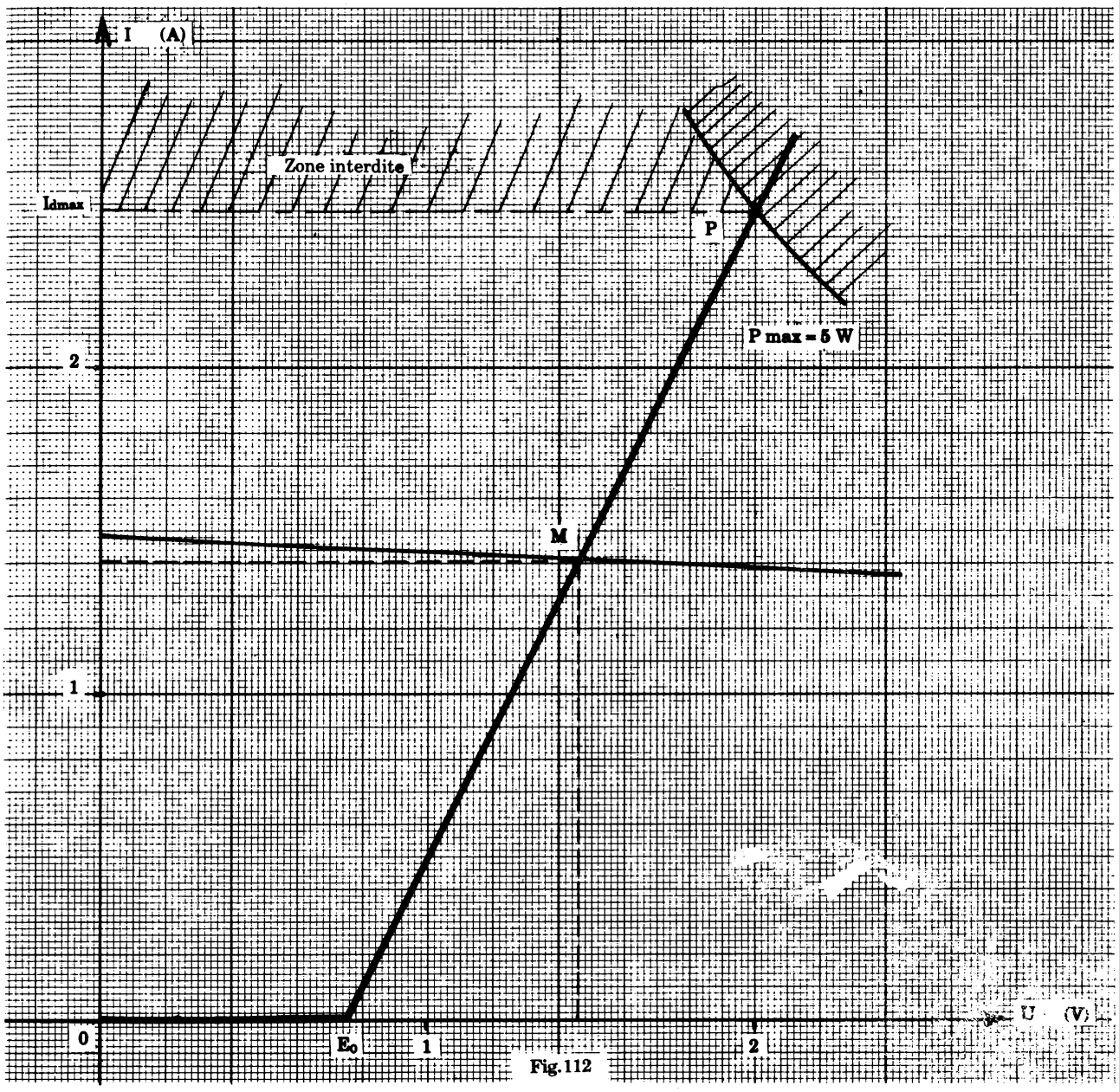


Fig.112

3 – **a) Schéma de montage :**

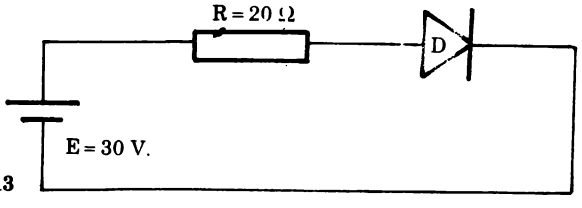


Fig.113

EXERCICES

Exercice 7

Une diode est équivalente à une résistance de 0,5 Ω en série avec une f.c.e.m de 0,75 V en sens direct et à une résistance infinie lorsqu'elle est polarisée en sens inverse.
Son échauffement maximum est obtenu lorsque la puissance électrique qu'elle reçoit est 5 W.

1) Tracer la caractéristique I = f(U) de cette diode.
2) Déterminer le courant direct maximum :
   a) Graphiquement
   b) Algébriquement

3) Cette diode est mise en série avec une résistance R = 20 Ω et une f.e.m. E = 30 V
   a) Faire le schéma de montage.
   b) Déduire le schéma équivalent
   c) Quelle est l'équation de la droite de charge
   d) Tracer cette droite et déduire graphiquement les coordonnées du point de fonctionnement M.

Solution :

1) Voir courbe (figure)
2) a) Méthode graphique :

On trace la courbe $I = \frac{Pmax}{U} = \frac{5}{U}$

Elle coupe la caractéristique de la diode au point P de coordonnées U_{dm} et I_{dm}
on lit $I_{dm} = 2,5$ A.

b) Méthode algébrique :

On sait que P = UI avec U = E' + rI
$P = E'I + rI^2$ avec P = 5W, E' = 0,75 V , r = 0,5 Ω
$5 = 0,75\ I + 0,5\ I^2$

b) Schéma équivalent

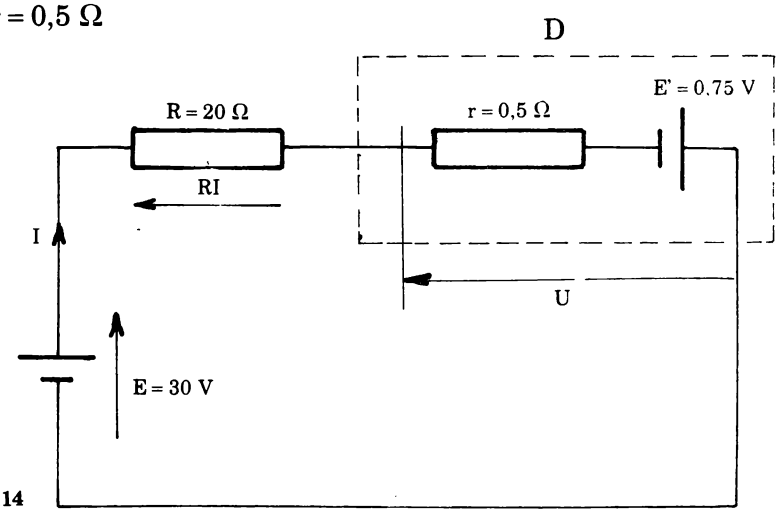


Fig.114

c) Equation de la droite de charge :
D'après la loi des mailles

$$E = U + RI \Longrightarrow I = -\frac{U}{R} + \frac{E}{R}$$

C'est l'équation de la droite de charge.
$R = 20\ \Omega$, $E = 30\ V \Longrightarrow I = -0,05 + 1,5$

d) Pour tracer la droite il suffit de déterminer deux points de cette droite.

- Pour $U = 0 \quad \Longrightarrow I = 1,5\ A$
- Pour $U = 2\ V \Longrightarrow I = 1,4\ A$

L'intersection de la droite de charge avec la courbe $U = f(I)$ de la diode est le point M.
D'après la courbe le point M a pour coordonnées : $U_M = 1,46\ V \qquad I_M = 1,42\ A$

Exercice 8 :

Une diode a les caractéristiques suivantes :

- Tension de seuil $E_0 = 0,4\ V$
- Résistance dynamique directe $r_d = 0,5\ \Omega$
- Puissance dissipée maximum $P_{d\,max} = 2\ W$
- Tension inverse maximum $U_{imax} = 30\ V$

1) Faire le schéma équivalent en direct et en inverse.
2) Calculer le courant direct maximum.
3) On associe en série puis en parallèle deux diodes identiques ayant les caractéristiques ci-dessus. Trouver le courant direct maximum, la tension inverse maximum et le schéma équivalent dans chaque cas.

CHAPITRE VII

LES DIODES ZENER

LEÇON 12

I - INTRODUCTION :

De prime abord, précisons qu'une diode Zéner n'est utilisée qu'en inverse ; c'est-à-dire le plus du générateur à la cathode, le moins à l'anode. La caractéristique directe d'une diode Zéner est comparable à celle d'une diode à jonction. En inverse, on cherche à ce qu'elle ait un coude prononcé pour une tension déterminée. L'idéal serait que la résistance inverse soit très grande jusqu'à cette tension et nulle ensuite. Les diodes Zéner sont au silicium car le coude est plus marqué par ce semi-conducteur que par le germanium.

II - DEFINITION :

Les diodes Zéner sont des diodes à jonction au silicium, dont la résistance inverse s'effondre brutalement pour une tension inverse déterminée dite : tension de Zéner. Après ce claquage de la jonction, le courant inverse du même ordre que le courant direct, n'est plus limité que par une résistance en série avec la diode.

III - CARACTERISTIQUES DIRECTE ET INVERSE :

1 - EXPERIENCES :

a) Dans le sens direct :

a - 1 - Schéma de montage :

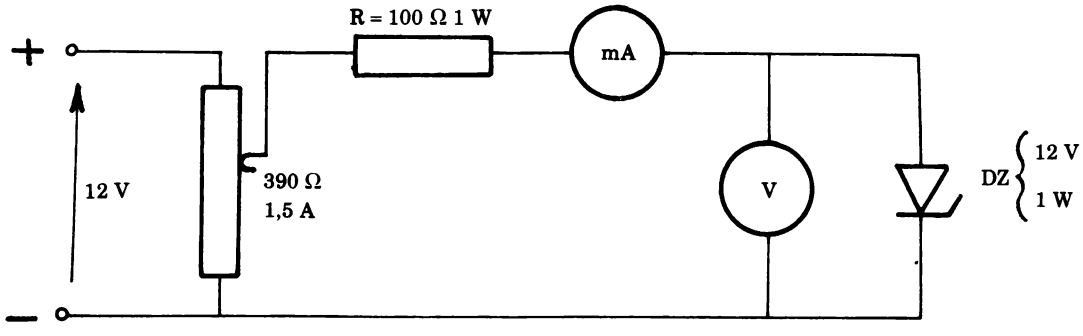


Fig.115

a – 2 – Tableau de valeurs :

Vd / V	0,1	0,5	0,6	0,73	0,76	0,775	0,78	0,79	0,80
Id / mA	0	3 µA	1,8	9	19	25	30	40	80

b) Dans le sens inverse :

b – 1 – Schéma de montage :

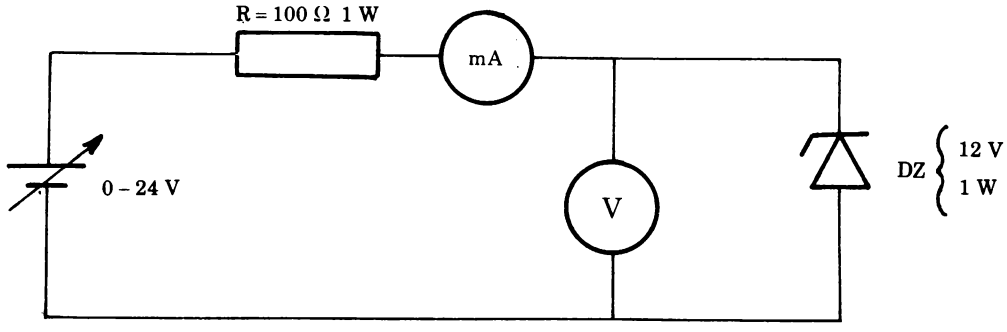


Fig.116

b – 2 – Tableau de valeurs :

Vi / i	6	9	11,5	12	12,5	12,8	13	13,5
Ii / mA	0	0	0,5	3,5	18	38	65	80

2 – COURBES REPRESENTATIVES :

$Id = f(Vd)$

$Ii = f(Vi)$

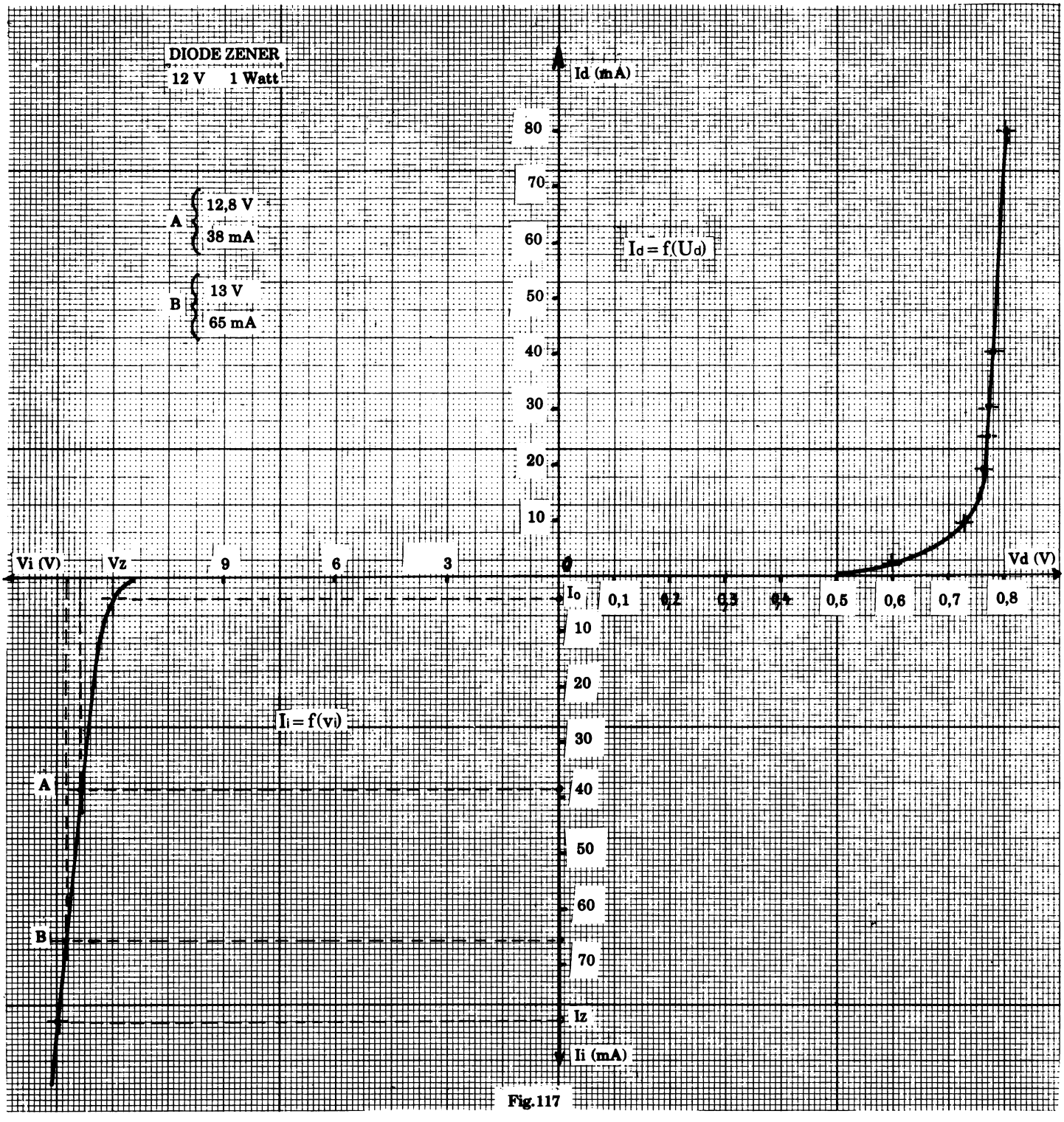


Fig.117

3 – INTERPRETATION DE LA POLARISATION INVERSE :

a – Le dopage :

Le dopage doit être contrôlé avec une extrême rigueur.

Un dopage très faible correspond à une résistivité importante et une large zone de transition en conséquence la tension Zéner est élevée. Inversement, pour obtenir une tension Zéner faible, il faut doper plus de cristal, sa résistivité est alors faible.

b) Le phénomènes physique :

En polarisation inverse l'apparition d'un courant important peut être liée à deux phénomènes physiques assez différents :

b – 1 – Dans le cas où le taux d'impureté est faible, les porteurs minoritaires libérés par ionisation thermique sont accélérés par le champ électrique dû à la tension inverse. Lorsque celle ci devient grande, l'énergie acquise est suffisante pour rompre de nouvelles liaisons covalentes et augmenter ainsi les porteurs de charges. Le phénomènes est cumulatif : c'est l'avalanche proprement dite (Vi > 7 V).

b – 2 – Dans le cas où le taux d'impureté est élevé, dans la zone de transition, le champ électrique devient rapidement très grand lorsqu'on augmente la tension. Il y a alors, rupture directe des liaisons covalentes. Le courant inverse apparaît brutalement : c'est l'effet Zéner (Vi < 5 V).

LEÇON 13

STABILISATION PAR DIODE ZENER

I – PRINCIPE DE LA STABILISATION :

1 – SCHEMA DE PRINCIPE :

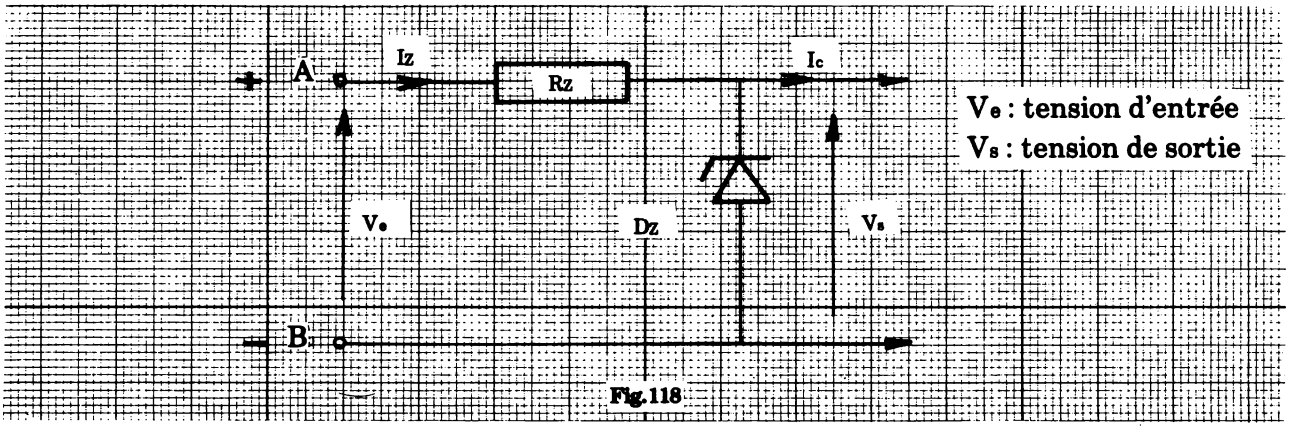


Fig.118

2 – DETERMINATION DE LA RESISTANCE DE PROTECTION Rz :

Lorsque le courant de charge est nul, le courant à travers la diode Zéner est maximum on a :

$$V_e - R_z I_{z\,max} - V_Z = 0 \qquad (V_Z = V_s)$$

$$R_z\, I_{z\,max} = V_e - V_Z$$

Pour le calcul de Rz on prendra V_e max.

$$R_z \geqslant \frac{V_{e\,max} - V_Z}{I_{z\,max}}$$

3 – EQUATION DE LA DROITE DE CHARGE :

En fonctionnement normal on a :

$$V_e - R_z\, I_z = V_s$$

d'où : $$\boxed{I_z = -\frac{1}{R_z}\,(V_s - V_e)}$$

Déterminons les coordonnées Vz et Iz du point de fonctionnement M de la droite de charge. M se trouve à l'intersection de deux courbes :

* La caractéristique Iz, Vz de la diode Zéner.

* La droite de charge, qui est la caractéristique extrême du circuit branché aux bornes de la diode.

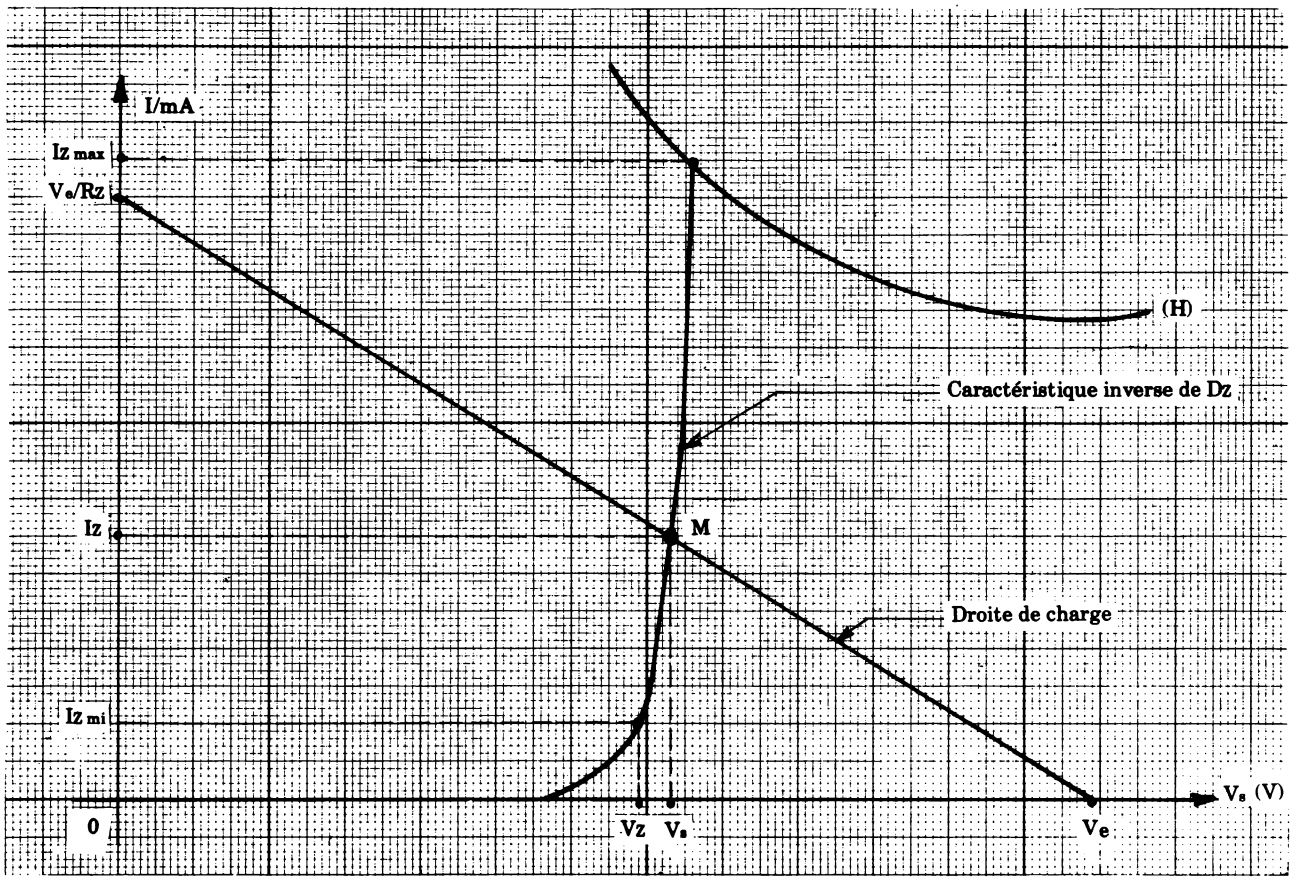


Fig.119

* Iz max : courant limite admissible à travers la jonction (dimensions).

* dissipation maximale Pmax = (Vs Iz) limite (température limite de la jonction).

* (H) : Hyperbole de dissipation maximale.

II - ANALYSE DU FONCTIONNEMENT :

La résistance dynamique de la diode Zéner rd = tg α est le paramètre fondamental sur lequel repose son fonctionnement ; elle mesure l'efficacité de sa régulation.
La valeur de Rz permet de fixer le point de repos M sur la partie presque verticale (Vz,Iz) de la figure 120. Ce point M correspond à la valeur de la tension de sortie stabilisée.

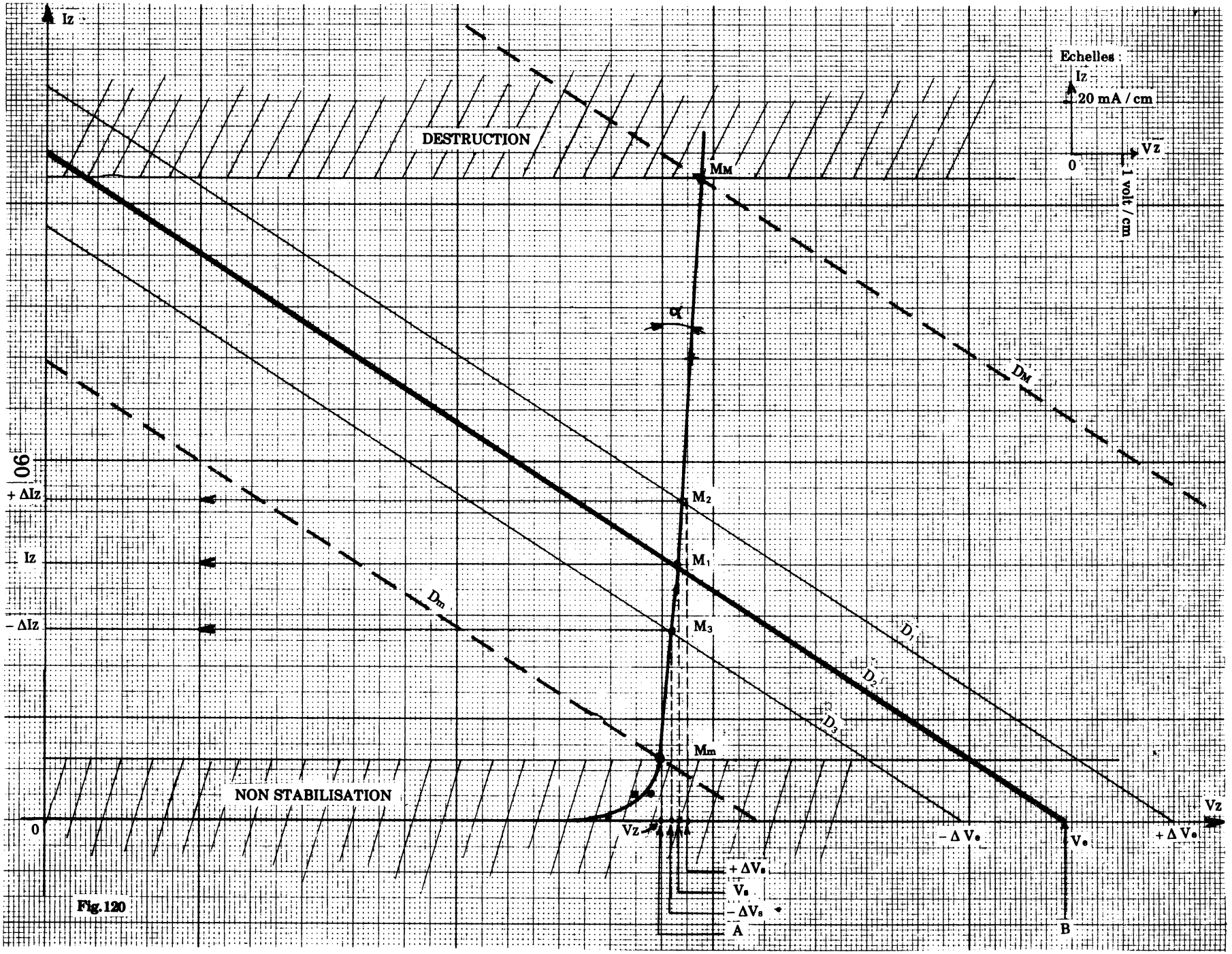

Iz
Echelles :
Iz
20 mA / cm
Vz
0
1 volt / cm
DESTRUCTION
MM
α
DM
90
+ ΔIz
M2
Iz
M1
Dm
- ΔIz
M3
D1
D2
D3
Mm
NON STABILISATION
0
Vz
- ΔVe
Ve
+ ΔVe
+ ΔVe
Ve
- ΔVe
A
B

Fig. 120

1 – DOMAINE DE NON STABILISITATION :

Le point de fonctionnement appartient à la zone [OM_m], I_Z est quasi-nul, r_d est grande : il n'y a pas stabilisation.

2 – DESTRUCTION DE LA DIODE ZENER :

Lorsque le courant à travers la diode Zéner dépasse $I_{Z\,max} = \frac{P}{V_Z}$ (valeur fixée par le constructeur), r_d diminue : la diode sera détruite.

3 – DOMAINE DE STABILISATION :

Soit D_1 la droite de charge ; V_e et V_s sont les tensions d'entrée et de sortie : Pour $\Delta V_e = \pm$ 2V autour de V_e = 12 V, la droite D_1 se déplace parallèlement à elle-même car sa pente reste inchangée.

$$V_e = V_s + RzI$$

$V_e + \Delta V_e = V_s + \Delta V_s + Rz\,(I + \Delta I)$

La figure 120 donne :

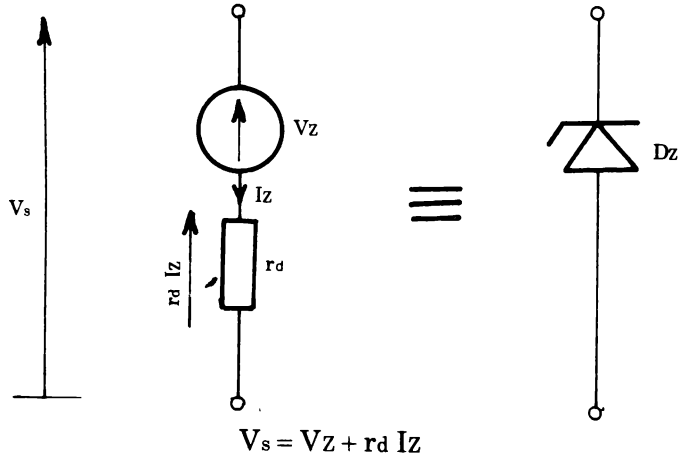
POur $\Delta V_e = 2V$ on a $\Delta V_s = 0{,}1$ V

$\frac{\Delta V_e}{V_e} = \frac{2}{20} = 0{,}10$; $\frac{\Delta V_s}{V_s} = \frac{0{,}1}{12} = 0{,}008$

Lorsque V_e varie de 10 %, V_s ne varie que de 0,8 % : il y a bien stabilisation.

4 – REMARQUE :

Le schéma équivalent de la diode Zéner en fonctionnement normal (polarisée en inverse).



$V_s = V_Z + r_d\,I_Z$

Fig.121

Comme Vz est constante alors $\Delta V_s = r_d \Delta I_Z$

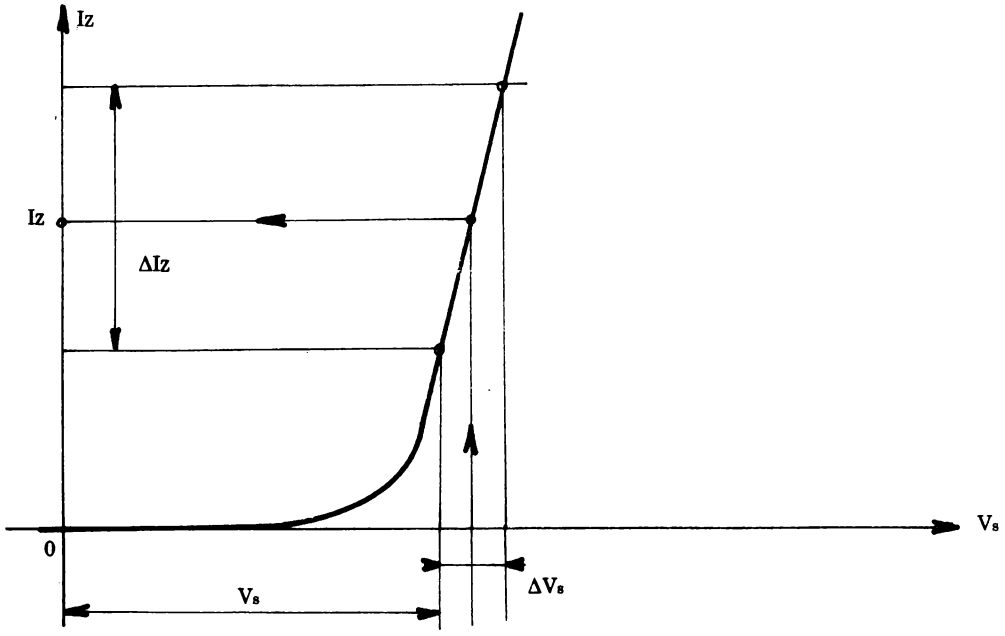


Fig. 122

Exercice résolu n° 9

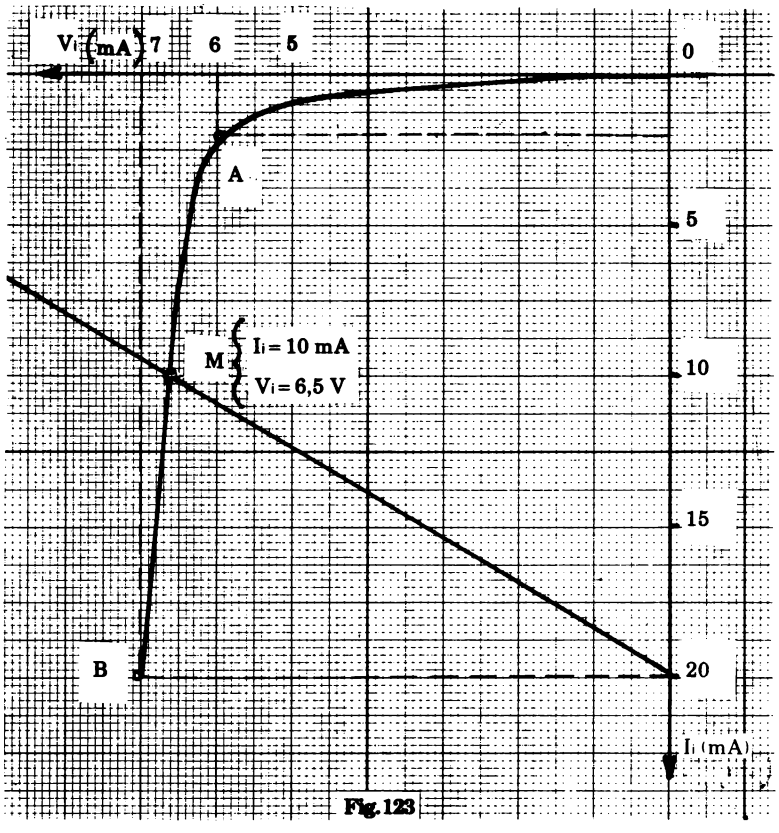


Fig. 123

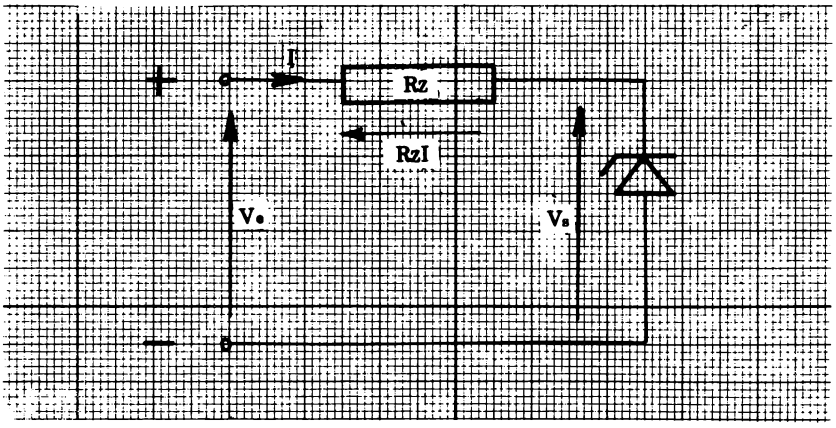
La caractéristique inverse d'une diode Zéner est la suivante :

La partie utile (I_i non nul) est assimilée à une droite entre les points : A(1 mA) et B(20 mA).

Le courant maximal inverse autorisé est 20 mA.

Calculer le point de fonctionnement à vide (pas de résistance de charge) avec une résistance de protection de 650 Ω et une tension de 13 volts.

Résolution :



Equation de la droite de charge

$$I = -\frac{1}{Rz}(V_s - V_e)$$

Pour $I = 0 \Longrightarrow V_s = 13$ V

Pour $V_s = 0 \Longrightarrow I = 20$ mA

$$M \begin{cases} I_i = 10 \text{ mA} \\ V_i = 6{,}5 \text{ V} \end{cases}$$

Exercice à résoudre n° 10

La diode Zéner est celle de l'exercice précédent.

1) Quelle valeur faut-il donner à Rz pour que le courant Iz dans la diode Zéner soit 15 mA.

2) Quelle est la limite inférieure de Rz.

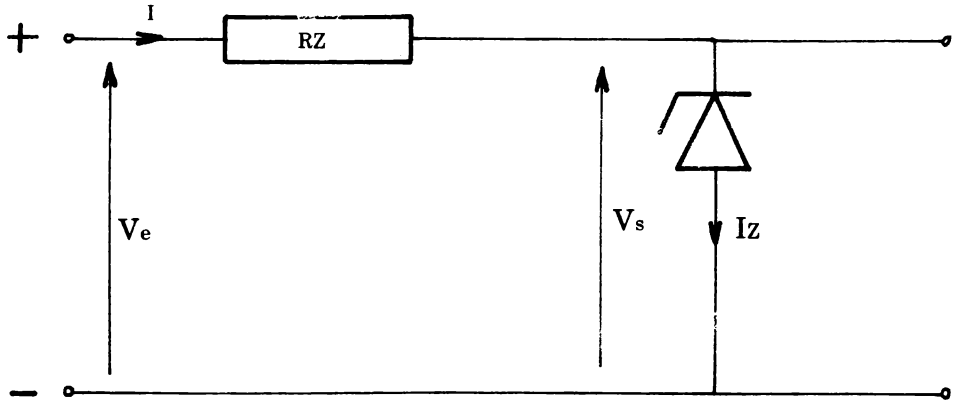


Fig.125

Réponses :

1) Rz = 450 Ω

2) Rz inférieure = 177 Ω

CHAPITRE VIII

VALEURS MOYENNES ET VALEURS EFFICACES

LEÇON 14

VALEUR MOYENNE D'UNE GRANDEUR PERIODIQUE

1 - DEFINITION

La valeur moyenne d'un courant variable i est la même que celle d'un courant continu constant (I) qui transporte la même quantité d'électricité pendant le même temps que le courant i.

2 - CALCUL DE LA VALEUR MOYENNE

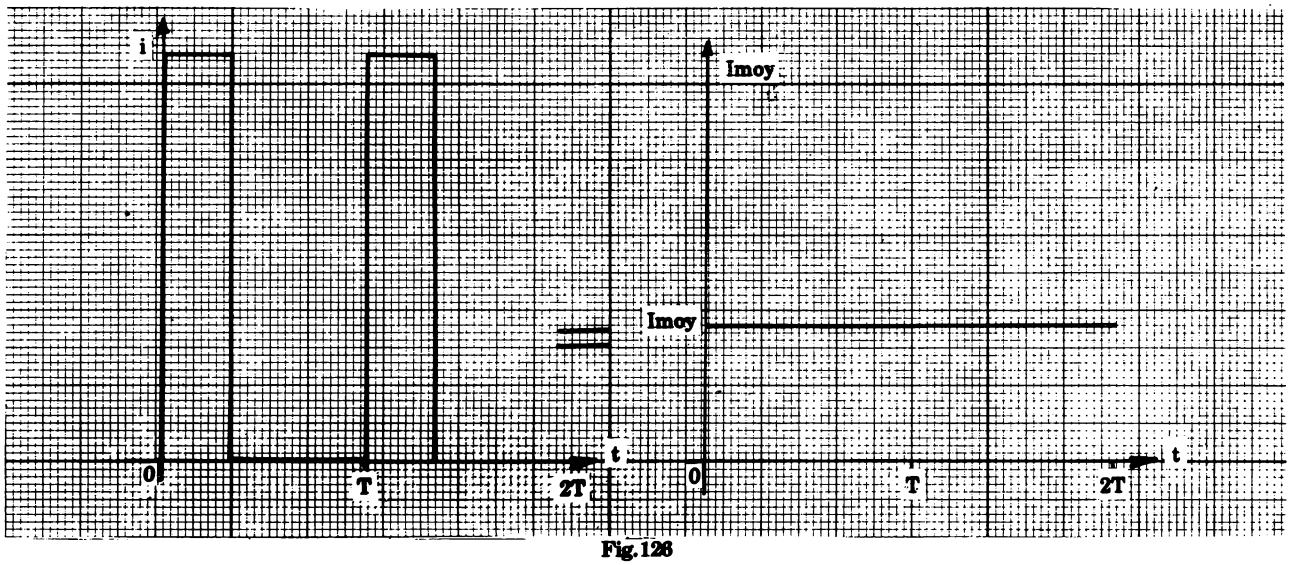


Fig.126

Soit à calculer la valeur moyenne du courant i pendant une période (0,T).

D'après la définition, pendant l'intervalle (0,T) la quantité d'électricité transportée par I est $q_i = \int_0^T i dt$; elle est égale à celle transportée par Imoy (ou I) pendant le même intervalle de temps (0,T) : $q_i = q_{Imoy} = Imoy \cdot T$

$Imoy \cdot T = \int_0^T i.dt \Rightarrow$

$$Imoy = \frac{1}{T} \int_0^T i.dt$$

Remarque :
La valeur d'une grandeur périodique mesurée par un appareil à cadre mobile (voltmètre ou ampèremètre à courant continu) représente la valeur moyenne de cette grandeur (u ou i) pendant une période.

3 - DETERMINATION GRAPHIQUE DE LA VALEUR MOYENNE :

la courbe i = f(t) doit-être représentée à l'échelle :
Echelles : t : 3 cm pour T (T = 3s) $\Rightarrow$ 1 s/cm
i : 6 cm pour I_M (I_M = 6 A) $\Rightarrow$ 1 A/cm
Déterminons la quantité d'électricité transoportée par i pendant une période.
D'après la définition ($q_i = \int_0^T i\,dt$) cette quantité est représentée par l'aire de la surface comprise entre la courbe (i = f(t)), l'axe du temps et les instants $t_1(0)$ et $t_2(T)$. Or d'après la courbe cette aire vaut 6 cm^2. L'échelle de q est :

$$\text{échelle de i} \times \text{échelle de t} = 1\ A/cm \times 1\ s/cm = 1\ As/cm^2$$

$$\text{soit } q_i = 6\ cm^2 \times 1\ As/cm^2 = 6\ As = 6\ c.$$

$$\text{On sait que } q_{__} = T \times Imoy \Rightarrow Imoy = \frac{q_i}{T} = \frac{6}{3} = 2\ A$$

$$\boxed{Imoy = 2\ A}$$

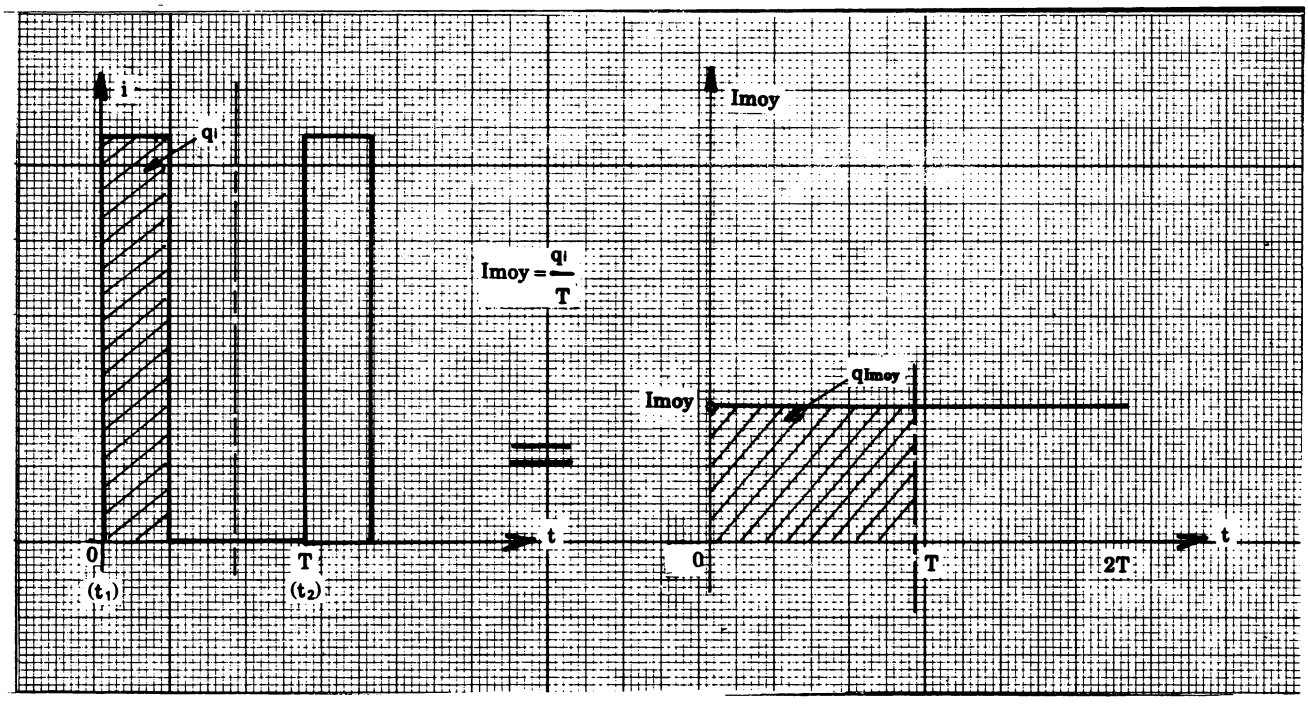


Fig.127

4 - COURANT ALTERNATIF SINUSOIDAL

Au cours d'une période, la valeur moyenne d'un courant alternatif sinusoïdal est nulle.

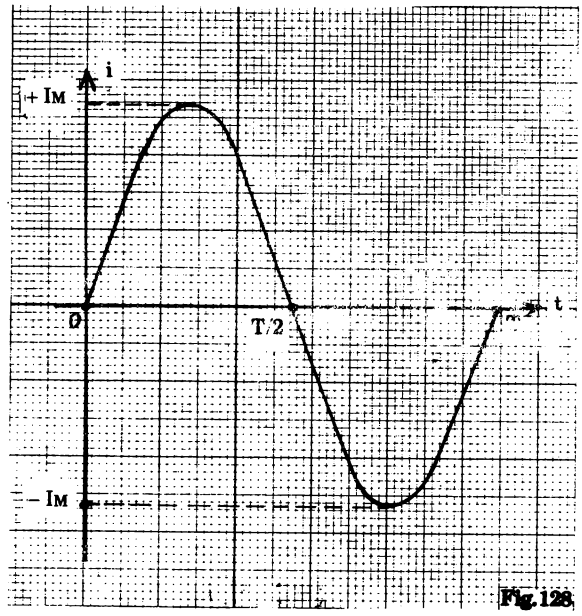


Fig.128

4 - a - Calcul algébrique

Soit $i = I_m \sin \omega t$

$$Imoy = \frac{1}{T}\int_0^T i.dt = \frac{1}{T}\int_0^T I_M \sin \omega t \, . \, dt = \frac{I_M}{\omega}[-\cos \omega t\,]_0^T$$

$$Imoy = \frac{I_M}{\omega}[-\cos \omega T + \cos 0\,] = \frac{I_M}{\omega}[-1+1\,] = 0$$

d'où $\boxed{Imoy = 0}$

Remarque :
Un ampèremètre à cadre mobile mesurant un courant alternatif indique toujours zéro même si l'intensité de courant (I_M) dépasse de loin son calibre. Ce genre de mesure est à éviter.

4 - b - Solution graphique :

D'après la définition $q_i = q_{Imoy}$
$q_i = q_1 + q_2$ avec $q_1 > 0$ et $q_2 < 0$
Puisque la courbe est symétrique $|q_1| = |q_2|$ d'où $q_i = 0$

Or $Imoy = \frac{q_i}{T} = 0$ $\boxed{Imoy = 0}$

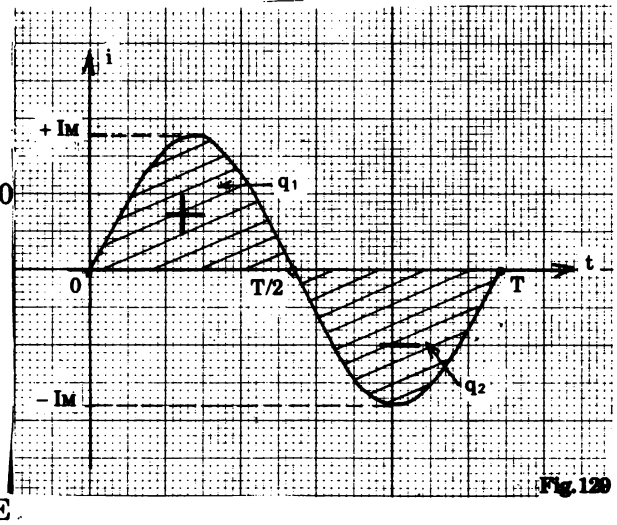


Fig.129

5 - COURANT ONDULE SIMPLE ALTERNANCE

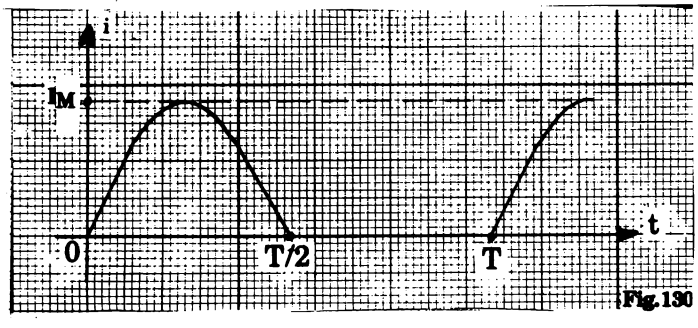


Fig.130

C'est un courant périodique de période T
- pour $t \in [\,0\,,\,T/2\,]$ on a $I = I_M \sin \omega t$
- pour $t \in [\,T/2\,,\,T\,]$ on a $i = 0$

Calculons sa valeur moyenne :

$$Imoy = \frac{1}{T}\int_0^T i\,dt = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} i\,.\,dt + \frac{1}{T}\int_{T/2}^{T} i\,dt$$

$$Imoy = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} I_M \sin \omega t\,dt + \frac{1}{T}\int_{T/2}^{T} 0\,.\,dt = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} I_M \sin \omega t\,.\,dt$$

$$Imoy = \frac{I_M}{T}\left(-\frac{1}{\omega}\cos \omega t\right)_0^{T/2} = \frac{I_M}{T}\left[-\frac{1}{\omega}\cos \omega\frac{T}{2} + \frac{1}{\omega}\cos 0\right] = \frac{I_M}{T}\frac{1}{\omega}(2)$$

$$Imoy = \frac{I_M \times 2}{T\omega} = \frac{2I_M}{2\pi} = \frac{I_M}{\pi} \qquad \boxed{Imoy = \frac{I_M}{\pi} \simeq 0{,}318\ I_M}$$

6 – COURANT ONDULE DOUBLE ALTERNANCE :

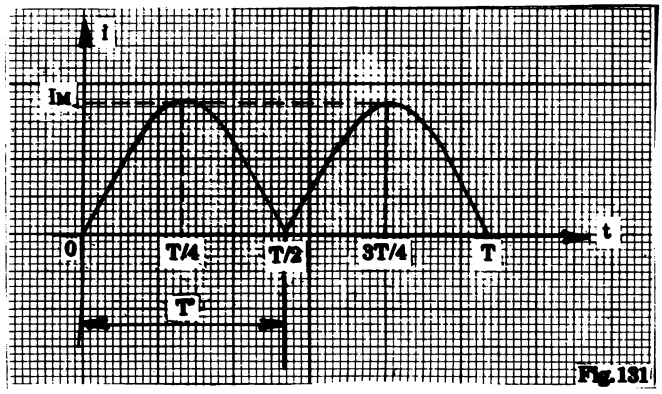


Fig.131

C'est un courant périodique de période $T' = \frac{T}{2}$

– pour $t \in [0\ ,\ T/2\ ] \Rightarrow i = I_M \sin \omega t$

– pour $t \in [\ T/2\ ,\ T\ ] \Rightarrow i = -I_M \sin \omega t$

soit $\forall\ t,\ i = I_M |\sin \omega t|$

Calculons sa valeur moyenne au cours d'une période :

$$Imoy = \frac{1}{T/2}\int_0^{T/2} I_M \sin \omega t\ .\,dt = \frac{2}{T} I_M \left[-\frac{1}{\omega}\cos \omega t\right]_0^{T/2} = \frac{2I_M}{T\omega}\ (2)\frac{4I_M}{\omega T}$$

$$\boxed{Imoy = \frac{2I_M}{\pi} \simeq 0{,}636\ I_M}$$

$Imoy_{\text{double alt.}} = 2\ Imoy_{\text{simple alt.}}$

Remarque : Lorsque deux courants ondulés, ayant la même forme , mais l'un (i_1) apparaît « n »fois pendant que l'autre (i_2) apparaît une fois ; la valeur moyenne de i_1 est « n » fois plus grande que celle de i_2.

Soit I_1moy la valeur moyenne de i_1, son expression est alors : $\frac{1}{T'}\int_0^{T'} i_1.dt$

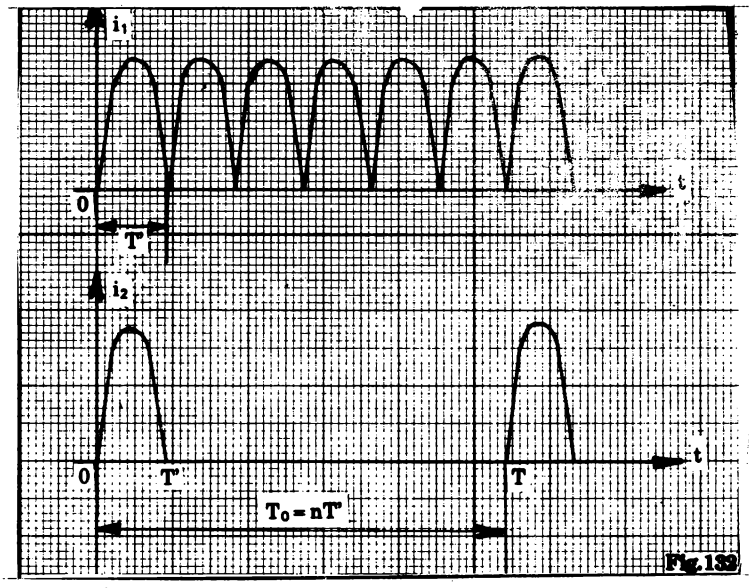


Fig.132

Soit I_2moy la valeur moyenne de i_2, son expression est : $I_2\,moy = \frac{1}{T}\int_0^T i_2.dt$

D'après la figure $i_2 = i_1$ entre 0 et T'

$i_2 = 0$ entre T' et nT'

d'où $I_2moy = \frac{1}{T}\int_0^{T'} i_1 dt + \frac{1}{T}\int_{T'}^{nT'} 0\,dt = \frac{1}{T}\int_0^{T'} i_1.dt$

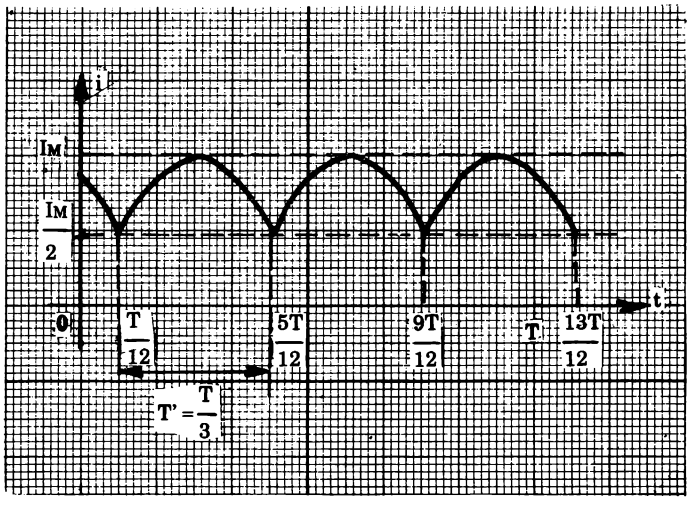
$$\left.\begin{array}{l} I_1moy = \frac{1}{T'}\int_0^{T'} i_1.dt \\ I_2moy = \frac{1}{T}\int_0^{T'} i_1 dt \end{array}\right\} \Rightarrow I_1.moy\ T' = I_2.moy\ T \quad \text{avec } T = nT'$$

d'où $I_1moy\ T' = I_2.moy\ .\ nT'$

ou $$\boxed{I_1moy = n\ I_2moy}$$

7 – COURANT ONDULE D'UN SYSTEME TRIPHASE SIMPLE :

C'est un courant périodique de période $\frac{T}{3}$, avec T : période de la tension fournie par le réseau.



Pour calculer la valeur moyenne d'un tel courant, il suffit de la calculer sur un intervalle de $\frac{T}{3}$.

Entre $\frac{T}{12}$ et $\frac{5T}{12}$, $i = I_M \sin \omega t$ d'où :

$$Imoy = \frac{1}{T'}\int_{T/12}^{5T/12} i\ .\ dt$$

$$Imoy = \frac{3}{T}\int_{T/12}^{5T/12} I_M\ .\ \sin \omega t\ .\ dt = \frac{3I_M}{T}\left[-\frac{1}{\omega}\cos \omega t\right]_{T/12}^{5T/12}$$

$$Imoy = \frac{3I_M}{\omega T}\left[-\cos \omega \times \frac{5T}{12} + \cos \frac{\omega T}{12}\right] = \frac{3I_M}{2\pi}\left(-\left(-\frac{\sqrt{3}}{2}\right) + \frac{\sqrt{3}}{2}\right)$$

$$Imoy = \frac{3\sqrt{3}\,I_M}{2\pi} \qquad \boxed{Imoy = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} I_M}$$

8 – COURANT ONDULE D'UN SYSTEME HEXAPHASE (OU TRIPHASE DOUBLE)

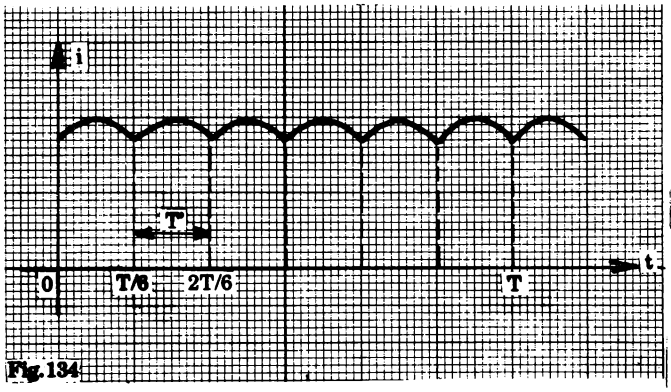


Fig.134

Pour calculer la valeur moyenne de ce courant , il suffit de la calculer sur une période qui est égale à $\frac{T}{6}$ avec T période de la tension du réseau.

Or $i = I_M \sin \omega t$ entre $\frac{T}{6}$ et $\frac{2T}{6}$, calculons Imoy entre $\frac{T}{6}$ et $\frac{2T}{6}$

$$I_{moy} = \frac{6}{T}\int_{T/6}^{2T/6} I_M \cdot \sin \omega t \cdot dt = \frac{6I_M}{\omega T}\left[-\cos \omega t \right]_{T/6}^{2T/6}$$

$$\frac{6I_M}{2\pi}\left(-\cos \frac{4\pi}{6} + \cos \frac{2\pi}{6}\right)$$

$$I_{moy} = \frac{6I_m}{2\pi} \cdot (1) = \frac{3}{\pi} I_M \qquad \boxed{I_{moy} = \frac{3}{\pi} I_M}$$

9 – CAS DE PLUSIEURS CALOTTES : N CALOTTES PAR PERIODE :

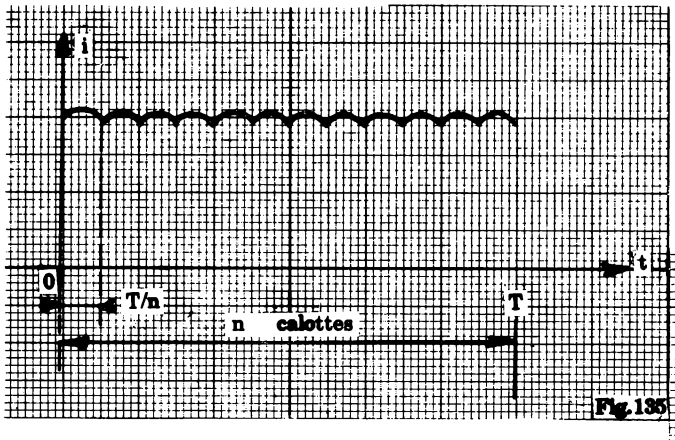


Fig.135

La calotte admettant comme axe de symétrie $t_0 = \frac{T}{4}$ a comme expression : $i = I_M \cdot \sin \omega t$ entre les instants $\frac{T}{4} - \frac{T}{2n}$ et $\frac{T}{4} + \frac{T}{2n}$

Pour calculer la valeur moyenne de ce courant il suffit de considérer la calotte qui admet $t_0 = \frac{T}{4}$ comme axe de symétrie. Les bornes d'intégration sur cette calotte sont :

$$t_1 = \frac{T}{4} - \frac{T}{2n} \text{ et } t_2 = \frac{T}{4} + \frac{T}{2n}$$

La valeur moyenne aura comme expression :

$$I_{moy} = \frac{n}{T}\int_{T/4 - T/2n}^{T/4 + T/2n} I_M \sin \omega t.dt$$

$$I_{moy} = \frac{nI_M}{T}\left[-\frac{1}{\omega} \cos \omega t \right]_{T/4 - T/2n}^{T/4 + T/2n}$$

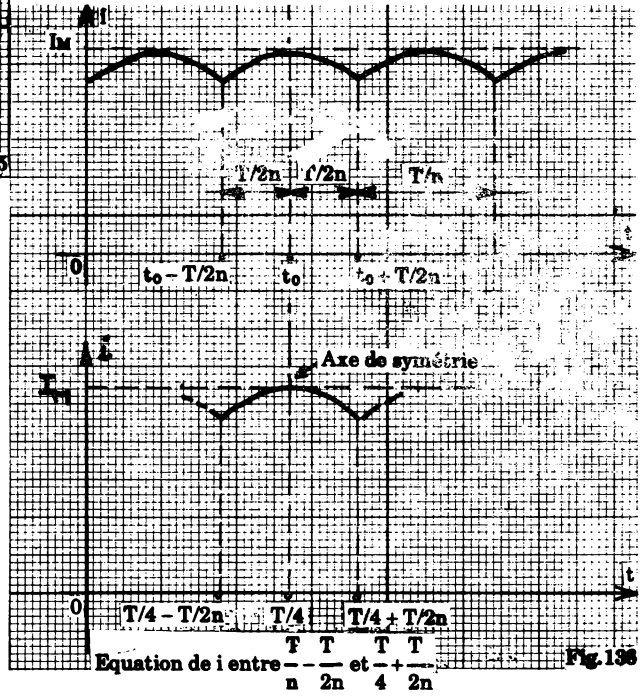


Fig.136

$$Imoy = \frac{nI_M}{2\pi}\ (-\cos\omega(\frac{T}{4}+\frac{T}{2n}) + \cos\omega\ (\frac{T}{4}-\frac{T}{2n}))$$

$$Imoy = \frac{nI_M}{2\pi}\ .\ 2\sin\frac{\pi}{n} = \frac{n}{\pi} I_M \sin\frac{\pi}{n}$$

$$\boxed{Imoy = \frac{n}{\pi} I_M \sin\frac{\pi}{n}} \quad n \in [\,\mathbb{N}^* - 1\,]$$

Application :

$n = 2 \Rightarrow Imoy = \frac{2I_M}{\pi}$,

$n = 3 \Rightarrow Imoy = \frac{3}{\pi} I_M \sin\frac{\pi}{3} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} I_M$;

$n = 6 \Rightarrow Imoy = \frac{3I_M}{\pi}$

Remarque : $t_0 \neq \frac{T}{4}$

Il suffit de connaître le nombre de calottes par période (n) et l'expression algébrique de l'une des n calottes, soit $i = I_M \sin(\omega t + \varphi)$, rappelons que c'est l'expression de la calotte qui admet t_0 comme axe de symétrie.

Déterminons t_0 : i prend la valeur I_M à l'instant t_0

$i(t_0) = I_M \sin(\omega t_0 + \varphi) = I_M \quad t_0 \in [\,0\,,\,T\,]$

d'où $\sin(\omega t_0 + \varphi) = 1 \Rightarrow \omega t_0 + \varphi = \frac{\pi}{2} \Rightarrow t_0 = \frac{\pi}{2\omega} - \frac{\varphi}{\omega}$

ou $\boxed{t_0 = \frac{T}{4} - \frac{\varphi}{\omega}}$

Déterminons les bornes d'intégration :

On sait que $t_1 = t_0 - \frac{T}{2n}$ et $t_2 = t_0 + \frac{T}{2n}$

$t_1 = \frac{T}{4} - \frac{\varphi}{\omega} - \frac{T}{2n}$; $t_2 = \frac{T}{4} - \frac{\varphi}{\omega} + \frac{T}{2n}$

d'où la valeur moyenne :

$$\boxed{Imoy = \frac{n}{T}\int_{T/4-\varphi/\omega-T/2n}^{T/4-\varphi/\omega+T/2n} I_M \sin(\omega t + \varphi)\, dt}$$

Exercice n° 11 :

Calculer la valeur moyenne d'une tension ondulée formée de calottes sinusoïdales sachant que sa période est $T' = \frac{T}{6}$ (6 calottes par T de la tension du réseau) et qu'une de ses calottes a comme expression dans l'intervalle de T' : $u = U_M \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})$

(c'est un résultat déjà connu au paragraphe I – 8).

Solution :

Calcul de t_0 :

$$t_0 = \frac{T}{4} - \frac{\varphi}{\omega} \; ; \; \varphi = -\frac{2\pi}{3} \Rightarrow t_0 = \frac{T}{4} + \frac{2\pi}{3\omega} = \frac{T}{4} + \frac{T}{3} = \frac{7T}{12} \qquad \boxed{t_0 = \frac{7T}{12}}$$

Calcul des bornes d'intégration

$$t_1 = t_0 - \frac{T}{2n} \text{ et } t_2 = t_0 + \frac{T}{2n} \text{ avec } t_0 = \frac{7T}{12} \text{ et } n = 6$$

$$t_1 = \frac{7T}{12} - \frac{T}{12} = \frac{}{2} \quad \boxed{t_1 = \frac{T}{2}} \; ; \; t_2 = \frac{7T}{12} + \frac{T}{12} = \frac{2T}{3} \quad \boxed{t_2 = \frac{2T}{3}}$$

Calcul de Umoy :

$$Umoy = \frac{n}{T}\int_{t_1}^{t_2} u.dt = \frac{6}{T}\int_{T/2}^{2T/3} U_M \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})dt = \frac{6U_M}{\omega T}[-\cos(\omega T - \frac{1\pi}{3})]_{T/2}^{2T/3}$$

$$Umoy = \frac{6U_M}{2\pi}\left[-\cos\left(\frac{2\pi T}{3} - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\frac{\omega T}{2} - \frac{2\pi}{3}\right)\right] = -\frac{12U_M}{2\pi}\cos\frac{2\pi}{3} = -\frac{6U_M}{\pi}\left(-\frac{1}{2}\right)$$

$$\boxed{Umoy = \frac{3}{\pi} U_M}$$

(On retrouve bien le même résultat)

LEÇON 15

VALEUR EFFICACE D'UNE GRANDEUR PERIODIQUE

1 – DEFINITION

L'intensité efficace d'un courant variable i est égale à l'intensité I (ou I_{ef}) d'un courant continu qui dégagerait la même quantité de chaleur, pendant le même intervalle de temps, dans la même résistance.

2 – CALCUL DE LA VALEUR EFFICACE :

On considère les deux quantités de chaleur :
Q_i dégagée par le courant i
Q_{Ief} dégagée par le courant I.

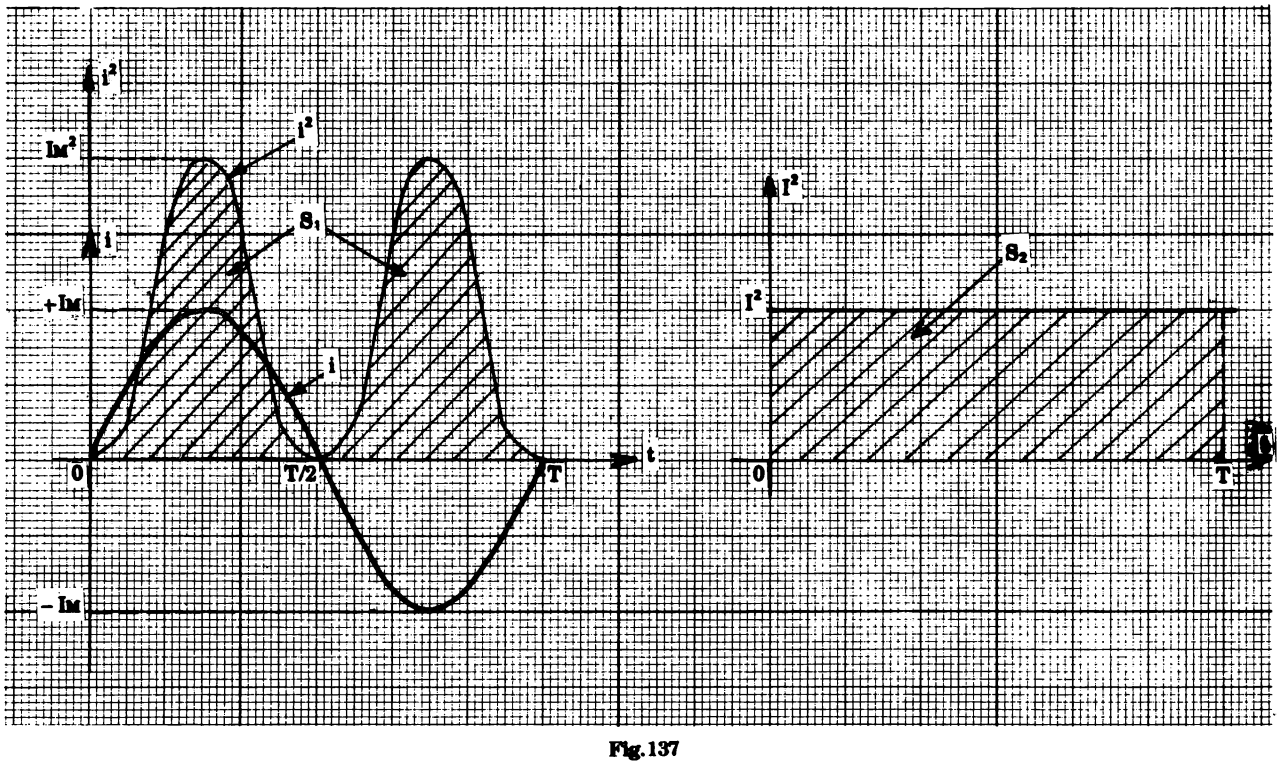


Fig.137

* Quantité de chaleur dégagée par i pendant T dans R :

$$Q_i = \int_T^0 0{,}24\ R\ i^2\ dt = 0{,}24\ R \int_0^T i^2\ dt$$

* Quantité de chaleur dégagée par I pendant T dans R :

$Q_I = 0{,}24\ RI^2T$

D'après la définition : $Q_i = Q_I$; $0{,}24\ R \int_0^T i^2\,dt = 0{,}24\ RI^2T$

d'où $\int_0^T i^2\,dt = I^2T$

Or $\int_0^T i^2\,dt$ représenté par S_1

et I^2T représenté par S_2

D'où $I^2 = \frac{1}{T}\int_0^T i^2.dt$ et $I = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2 dt}$.

Solution graphique : $I^2T = S_1 = S_2 \Rightarrow I^2 = \frac{S_1}{T}$

$I = \sqrt{\frac{S_1}{T}}$, S_1 en $A^2.s$ et T en s $\Rightarrow$ I en A

Pour un courant quelconque

d'où $\boxed{I = \sqrt{\frac{1}{t_2 - t_1}\int_{t_1}^{t_2} i^2 . dt}}$

Remarque :

La valeur mesurée par un appareil à co urant alternatif (ferromagnétique ou électromagnétique) représente la valeur efficace de cette grandeur (u ou i) calculée sur une période. Cela n'est valable que pour les grandeurs périodiques.

3 - COURANT ALTERNATIF SINUSOIDAL :

Nous calculons la valeur efficace d'un courant $i = I^M \sin \omega t$ sur une période

$I^2 = \frac{1}{T}\int_0^T i^2\,dt = \frac{1}{T}\int_0^T I_M^2 \sin^2\omega t\,dt$ avec $\sin^2\omega t = \frac{1 - \cos 2\omega t}{2}$

$I^2 = \frac{I_M^2}{2T}\left[+\int_0^T dt - \int_0^T \text{cof}\ 2\omega t\,dt\right] = \frac{I_M^2}{2T}\left[T - \frac{1}{2\omega}\sin \omega T + \frac{1}{2\omega}\sin 0\right]$ or $\sin \omega T = 0$ et $\sin 0 = 0$,

$I^2 = \frac{I_M^2}{2T} \times T = \frac{I_M^2}{2}$ $\qquad \boxed{I = \frac{I_M}{\sqrt{2}}}$

4 - COURANT ONDULE SIMPLE ALTERNANCE (Fig.130)

$I^2 = \frac{1}{T}\int_0^T i^2.dt$ avec $i = I_M \sin \omega t$ pour $t \in [\,0\,,\frac{T}{2}\,]$ et $i = 0$ pour $t \in [\,\frac{T}{2}\,,T\,]$

$$I^2 = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} I_M^2 \sin^2\omega t\,.\,dt = \frac{I_M^2}{T}\int_0^{T/2}\frac{1-\cos 2\omega t}{2} = \frac{I_M^2}{2T}\left[\int_0^{T/2} dt - \int_0^{T/2}\cos 2\omega t\,dt\right]$$

$$I^2 = \frac{I_M^2}{2T}\left(\frac{T}{2} - (1-1)\right) = \frac{I_M^2}{4} \Rightarrow I = \frac{I_M}{2}$$

$$\boxed{I = \frac{I_M}{2}}$$

5 - COURANT ONDULE DOUBLE ALTERANCE (FIg.131)

$$I^2 = \frac{2}{T}\int_0^{T/2} i^2\,dt = \frac{2I_M^2}{T}\int_0^{T/2}\frac{1-\cos 2\omega t}{2}\,dt = \frac{I_M^2}{T}\left[\frac{T}{2} - 0\right] = \frac{I_M^2}{2}$$

$$I^2 = \frac{I_M^2}{2} \Rightarrow I = \frac{I_M}{\sqrt{2}} \qquad \boxed{I = \frac{I_M}{\sqrt{2}}}$$

Remarque :

Lorsque deux courants ondulés, ayant la même forme (fig.138) l'un (i_1) apparait « n » fois pendant que l'autre (i_2) apparait une fois la valeur efficace de i_1 est « $\sqrt{n}$ » fois plus grande que celle de i_2.

Soit I_1 la valeur efficace de i_1, son expression est alors :

$$I_1^2 = \frac{1}{T'}\int_0^{T'} i_1^2\,dt$$

Soit I_2 la valeur efficace de i_2, son expression est $I_2^2 = \frac{1}{T}\int_0^{T} i_2^2\,dt$

D'après la figure 138 : $i_2 = i_1$ entre 0 et T' ;
$i_2 = 0$ entre T' et nT'

d'où $I_2^2 = \frac{1}{T}\int_0^{T'} i_1^2\,dt + \frac{1}{T}\int_{T'}^{nT'} 0\,.\,dt = \frac{1}{T}\int_0^{T'} i_1^2\,dt$

$$\left.\begin{aligned} I_1^2 &= \frac{1}{T'}\int_0^{T'} i_1^2\,dt \\ I_2^2 &= \frac{1}{T}\int_0^{T'} i_1^2\,dt \end{aligned}\right\} \Rightarrow I_1^2\,.\,T' = I_2^2\,.\,T \quad \text{avec } T = nT'$$

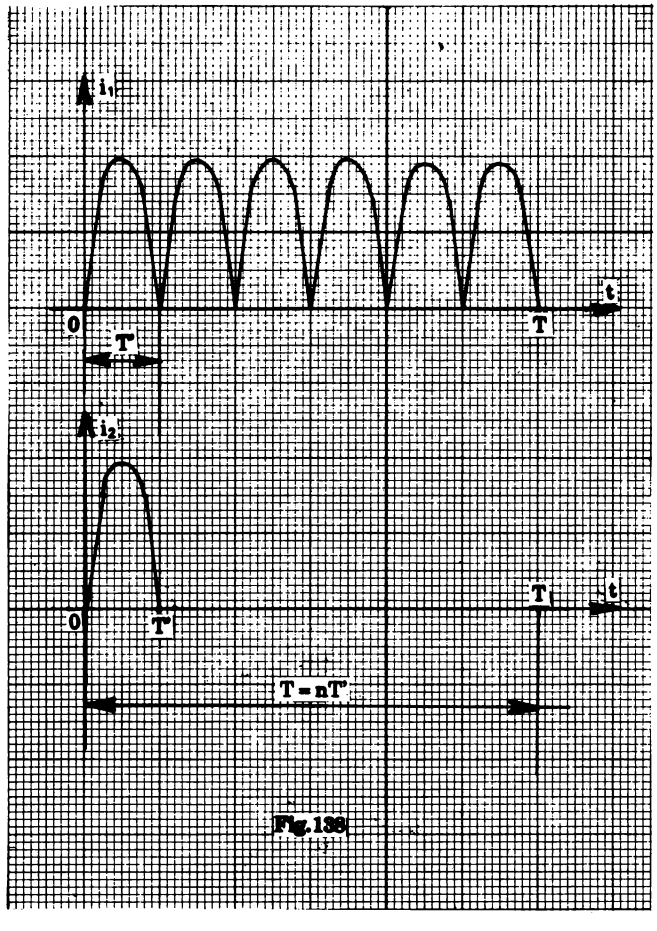


Fig.138

d'où $I_1^2 . T' = I_2^2 . nT'$ ou $I_1^2 = n I_2^2$

on a alors $\boxed{I_1 = \sqrt{n} . I_2}$

6 - COURANT ONDULE D'UN SYSTEME TRIPHASE SIMPLE : (Fig.133)

C'est le même courant (voir leçon 14 – 7).
Calculons sa valeur efficace.

$I^2 = \frac{1}{T'} \int_{t_1}^{t_1+T'} i^2 \, dt$ avec t_1 instant quelconque de la période T, T = période de la tension du réseau.

si on pose $i = I_M \sin \omega T$ on choisira $t_1 = \frac{T}{12}$ (instant où la calotte sinusoïdale appartenant à $I_M \sin \omega t$ débute).

d'où : $I^2 = \frac{3}{T} \int_{T/12}^{T/12 + T/3} I_M^2 \sin^2 \omega t \, . \, dt$

On rappelle que $T' = \frac{T}{3}$

$I^2 = \frac{3}{T} I_M^2 \left[\int_{T/12}^{5T/12} dt - \int_{T/12}^{5T/12} \cos 2\omega t \, . \, dt \right]$

avec $\sin^2 \omega t = \frac{1 - \cos 2\omega t}{2}$

$I^2 = \frac{3I_M^2}{2T} \left[\left(\frac{5T}{12} - \frac{T}{12} \right) - \frac{1}{2\omega} \left(\sin 10 \frac{\omega T}{12} - \sin \frac{2\omega T}{12} \right) \right]$

$I^2 = \frac{3I_M^2}{2T} \left[\frac{T}{3} - \frac{1}{2\omega} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right] = \frac{3I_M^2}{2T} \left(\frac{T}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2\omega} \right)$

$I^2 = \frac{I_M^2}{2} \left(1 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \right)$ d'où $I = I_M \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \right)}$

$$\boxed{I = I_M \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \right)}}$$

7 - COURANT ONDULE D'UN SYSTEME HEXAPHASE (OU TRIPHASE DOUBLE) :

C'est le courant vu au paragraphe I – 8 . Rappelons que c'est un courant ondulé pédiodique de période $T' = \frac{T}{6}$. Sa valeur efficace est : $I^2 = \frac{6}{T} \int_{t_1}^{t_1+T/6} i^2 \, dt$ avec t_1 instant quelconque de T.

si $i = I_M \sin \omega t$ on pose $t_1 = \frac{T}{6}$ (instant de la période où débute la calotte appartenant à $I_M \sin \omega t$).

$$I^2 = \frac{6}{T}\int_{T/6}^{2T/6} i^2\,dt \quad \text{avec} \quad i = I_M \sin \omega t.$$

$$I^2 = \frac{6}{T}\int_{T/6}^{2T/6} I_M{}^2 \sin^2 \omega t \,.\, dt = \frac{6I_M{}^2}{2T}\left[\int_{T/6}^{2T/6} dt - \int_{T/6}^{2T/6} \cos 2\omega t \,.\, dt\right]$$

$$I^2 = \frac{3I_M{}^2}{T}\left[\frac{T}{6} - \frac{1}{2\omega}\left(\sin\frac{4\omega T}{6} - \sin\frac{2\omega T}{6}\right)\right]$$

$$I^2 = \frac{3I_M{}^2}{T}\left[\frac{T}{6} - \frac{1}{2\omega}\left(-\frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2}\right)\right] = I_M{}^2\left(\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}\right)$$

$$\boxed{I = I_M \sqrt{\frac{1}{2}\left(1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\right)}}$$

8 – CAS DE PLUSIEURS CALOTTES : n CALOTTES PAR PERIODE :

C'est le même courant (voir leçon 14 – 9)

Rappelons que c'est un courant périodique de période $T' = \frac{T}{n}$. Pour calculer sa valeur efficace on choisit les mêmes bornes d'intégration que celles de la valeur moyenne.

soit $I^2 = \frac{n}{T}\int_{T/4-T/2n}^{T/4+T/2n} i^2.dt$ avec $i = I_M \sin \omega t$

$$I^2 = \frac{n}{T}\int_{T/4-T/2n}^{T/4+T/2n} I_M{}^2 \sin^2\omega t \,.\, dt = \frac{n\, I_M{}^2}{2T}\left[\int_{T/4-T/2n}^{T/4+T/2n} dt - \int_{T/4-T/2n}^{T/4+T/2n} \cos 2\omega t \,.\, dt\right]$$

$$I^2 = \frac{nI_M{}^2}{2T}\left[\frac{T}{n} - \frac{1}{2\omega}\left(\sin 2\omega\left(\frac{T}{4} + \frac{T}{2n}\right) - \sin 2\omega\left(\frac{T}{4} - \frac{T}{2n}\right)\right)\right]$$

$$I^2 = \frac{nI_M{}^2}{2T}\left[\frac{T}{n} + \frac{1}{\omega}\sin\frac{2\pi}{n}\right] = \frac{I_M{}^2}{2}\left[1 + \frac{n}{2\pi}\sin\frac{2\pi}{n}\right]$$

soit

$$\boxed{I = I_M \sqrt{\frac{1}{2}\left(1 + \frac{n}{2\pi}\sin\frac{2\pi}{n}\right)}}$$

Remarque :

pour $t_0 \neq \frac{T}{4}$ $\quad I^2 = \frac{n}{T}\int_{t_0-T/2n}^{t_0+T/2n} I_M{}^2 \sin^2(\omega t + \varphi)\, dt$ avec $t_0 = \frac{T}{4} - \frac{\varphi}{\omega}$

TRES IMPORTANT

Toute l'étude a été faite sur les courants, la même étude restera valable pour les tensions et les f.e.m, il suffit de remplacer i, I_M, Imoy et I respectivement par u, U_M, Umoy et U ou par e, E_M, Emoy ou E.

LEÇON 16

FACTEUR DE FORME ET TAUX D'ONDULATION

1 FACTEUR DE FORME :

On le désigne par F, il est le rapport de l'intensité efficace à l'intensité moyenne :

$$F = \frac{I}{Imoy}$$

Exemple : Calculer le facteur de forme d'un courant ondulé simple alternance .

On sait que $Imoy = \frac{IM}{\pi}$ et $I = \frac{IM}{2}$ d'où $F = \frac{IM}{2} \cdot \frac{\pi}{IM} = \frac{\pi}{2}$

$$F = 1{,}57$$

2 – ONDULATION D'UN COURANT PERIODIQUE :

Tout courant périodique est équivalent à la somme de deux courants ; l'un représente la valeur moyenne de ce courant périodique et l'autre, un courant alternatif, appelé ondulation de ce courant périodique.

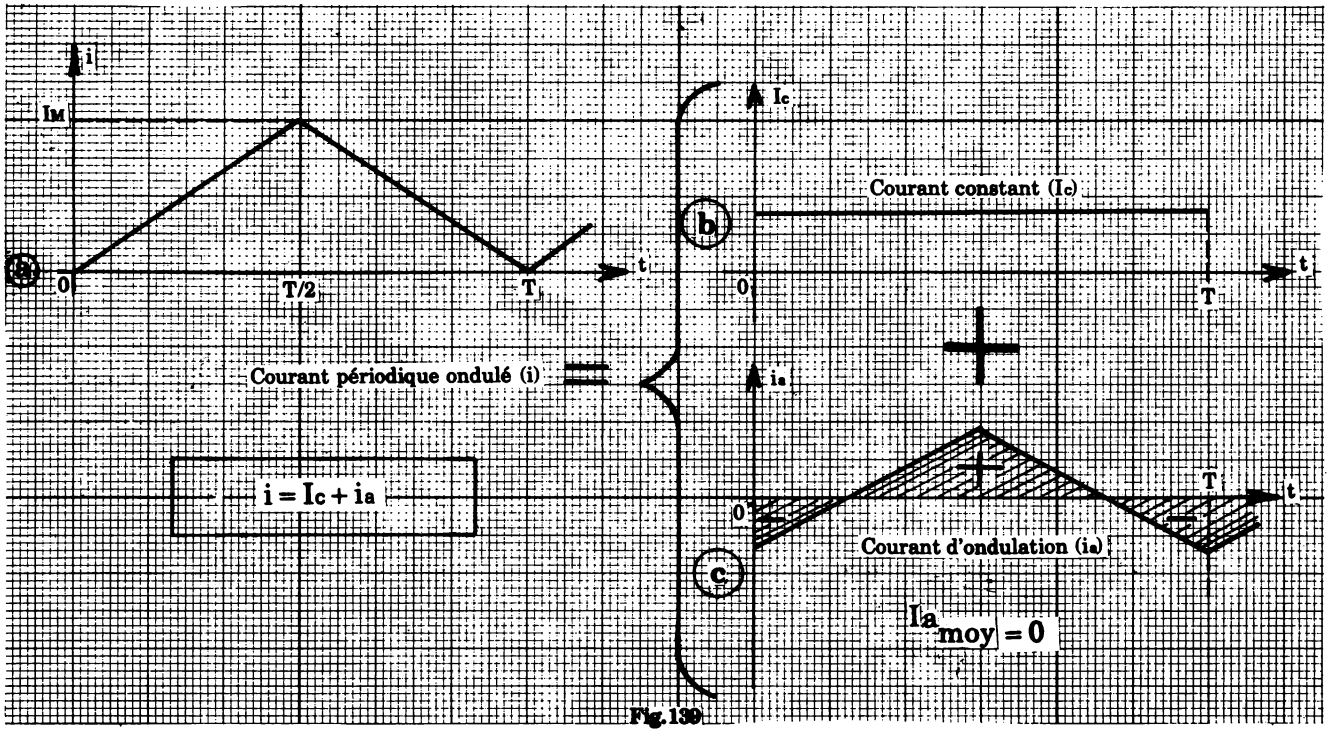


Fig.139

3 - TAUX D'ONDULATION D'UN COURANT PERIODIQUE :

On sait que $i = I_c + i_a$
Calculons la valeur efficace de i_a :

$$i^2 = (I_c + i_a)^2 = I_c^2 + i_a^2 + 2\, I_c \,.\, i_a$$

$$\frac{1}{T}\int_0^T i^2\, dt = \frac{1}{T}\int_0^T I_c^2\, dt + \frac{1}{T}\int_0^T i_a^2\, dt + \frac{1}{T}\int_0^T 2 I_c \,.\, i_a\, dt$$

$$I^2 = I_c^2 + I_a^2 + 2\, I_c \,.\, I_a \,.\, moy$$

Or i_a est un courant alternatif, donc sa valeur moyenne est nulle ; d'où la relation

$$\boxed{I^2 = I_c^2 + I_a^2}$$

On appelle taux d'ondulation d'un courant périodique le rapport $\beta = \frac{I_a}{I_c}$

I_a = valeur efficace de la composante alternative
I_c = valeur moyenne de i ou composante continue

Exemple : Trouver le taux d'ondulation d'un courant ondulé double alternance sachant que la valeur efficace de son ondulation vaut $I_a = 0{,}308\ I_M$

Rappelons que $I_c = I_{moy} = \frac{2I_M}{\pi}$

d'où $\beta = \frac{0{,}308\ I_M}{2I_M} \times \pi = 0{,}308\, \frac{\pi}{2} \simeq 0{,}484$

$$\boxed{\beta = 0{,}484}$$

4 - RELATION ENTRE FACTEUR DE FORME ET TAUX D'ONDULATION :

D'après la relation $I^2 = I_c^2 + I_a^2$

On divise les deux membres par I_c^2 on aura :

$$\frac{I^2}{I_c^2} = 1 + \frac{I_a^2}{I_c^2} \text{ or } \frac{I}{I_c} = F \text{ et } \frac{I_a}{I_c} = \beta$$

d'où $$\boxed{F^2 = 1 + \beta^2}$$

5 – RECAPITULATION

Forme du courant	Valeur moyenne Imoy	Valeur efficace	Facteur de forme $F = \frac{I}{Imoy}$	Taux d'ondulation $\beta = \sqrt{F^2 - 1}$
Ondulé simple	$Imoy = \frac{I_M}{\pi} \simeq 0{,}318\ I_M$	$I = \frac{I_M}{2} = 0{,}5\ I_M$	1,572	1,21
Ondulé double	$Imoy = \frac{2I_M}{\pi} \simeq 0{,}636\ I_M$	$I = \frac{I_M}{\sqrt{2}} \simeq 0{,}707\ I_M$	1,001	0,481
Triphasé simple	$Imoy = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} I_M \simeq 0{,}826\ I_M$	$I = I_M \sqrt{\frac{1}{2}(1 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi})} \simeq 0{,}840\ I_M$	1,016	0,179
Triphasé double	$Imoy = \frac{3}{\pi} I_M \simeq 0{,}954\ I_M$	$I = I_M \sqrt{\frac{1}{2}(1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi})} \simeq 0{,}955\ I_M$	1,110	0,053

Exercice n° 12 (résolu)

Calculer les intensités moyennes et efficaces, le facteur de forme et le taux d'ondulation des courants représentés ci-dessous.

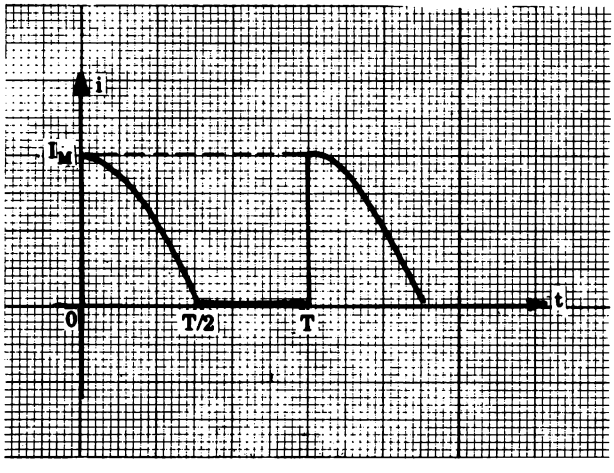


Fig.140

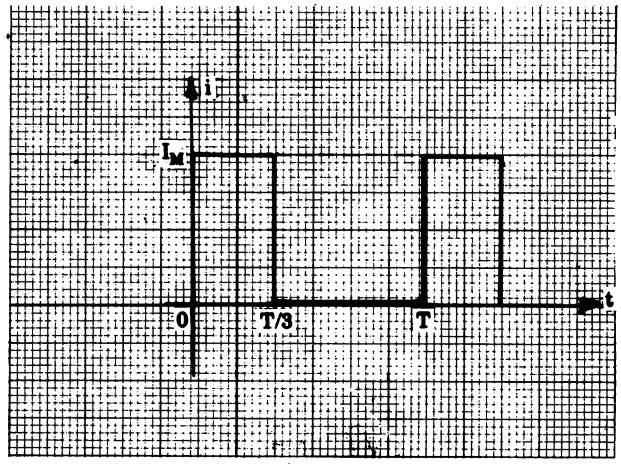


Fig.141

Solution :

1er cas : Fig. 140

C'est un courant périodique de période T

pour $t \in [0, \frac{T}{2}]$, $i = I_M . \cos \omega' t$

pour $t \in [\frac{T}{2}, T]$, $i = 0$

* Valeur moyenne de i

$$Imoy = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} I_M \cos \omega' t \, dt \text{ avec } \cos \omega' \frac{T}{2} = 0 \text{ ou } \omega' \frac{T}{2} = \frac{\pi}{2}$$

On sait d'autre part que $\omega T = 2\pi$

d'où $\omega' T = \pi$ ou $2\omega' T = 2\pi = \omega T$

donc $2\omega' = \omega \Rightarrow \omega' = \frac{\omega}{2}$

$$Imoy = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} I_M \cos \frac{\omega}{2} t.dt = \frac{I_M}{\omega T} \times 2 \left[\sin \frac{\omega}{2} t \right]_0^{T/2}$$

$$Imoy = \frac{I_M}{\pi} (\sin \frac{\omega T}{4} - \sin 0) = \frac{I_M}{\pi}$$

$$\boxed{Imoy = \frac{I_M}{\pi}}$$

* Valeur efficace de i :

$$I^2 = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} I_M{}^2 \cos^2 \frac{\omega}{2} t \, dt \quad \text{avec } \cos^2 \frac{\omega}{2} t = \frac{1 + \cos \omega t}{2}$$

$$I^2 = \frac{I_M^2}{2T} \left[\int_0^{T/2} dt + \int_0^{T/2} \cos \omega t \, dt \right]$$

$$I^2 = \frac{I_M^2}{2T} \left[\frac{T}{2} + \frac{1}{\omega} (\sin \omega t)_0^{T/2} \right] = \frac{I_M^2}{4}$$

d'où $\boxed{I = \frac{I_M}{2}}$

* Facteur de forme de i :

$$F = \frac{I}{Imoy} = \frac{I_M}{2} \times \frac{\pi}{I_M} = \frac{\pi}{2} = 1{,}57$$

$$\boxed{F = 1{,}57}$$

* Taux d'ondulation de i :

$\beta = \sqrt{F^2 - 1} = \sqrt{(1,5)^2 - 1} = 1,21$

$\boxed{\beta = 1,21}$

2ème cas : Fig. 141

C'est un courant périodique

pour $t \in [0, \frac{T}{3}]$, $i = I_M = c^{te}$

pour $t \in [\frac{T}{3}, T]$; $i = 0$

* Valeur moyenne :

$$Imoy = \frac{1}{T}\int_0^{T/3} I_M \, . \, dt = \frac{I_M}{T}[\frac{T}{3}] = \frac{I_M}{3}$$

$$\boxed{Imoy = \frac{I_M}{3}}$$

* Valeur efficace :

$$I^2 = \frac{1}{T}\int_0^{T/3} {I_M}^2 \, dt = \frac{{I_M}^2}{T}[\frac{T}{3}] = \frac{{I_M}^2}{3}$$

d'où $\boxed{I = \frac{I_M}{\sqrt{3}}}$

* Facteur de forme :

$$F = \frac{I}{Imoy} = \frac{I_M}{\sqrt{3}} \times \frac{3}{I_M} = \frac{3}{\sqrt{3}} = \sqrt{3} \; ; \; \boxed{F = \sqrt{3}}$$

* Taux d'ondulation : $\beta = \sqrt{F^2 - 1} = \sqrt{3 - 1} = *2*$ $\boxed{\beta = \sqrt{2}}$

Exercice n ° 13 :

Calculer la valeur moyenne, la valeur efficace, le facteur de forme et la valeur efficace de la composante alternative du courant i représenté par la courbe ci-jointe.

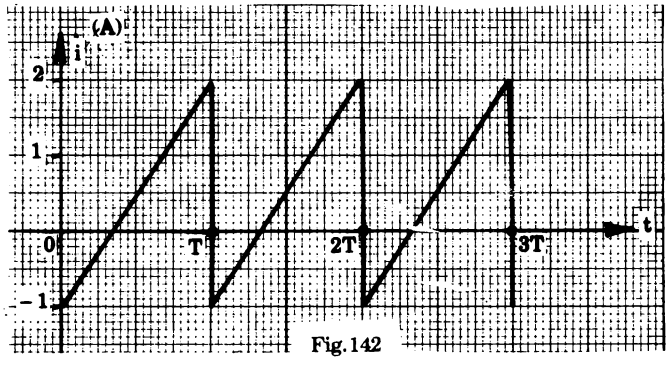


Fig.142

Solution :

i est représenté par une droite pendant une période :
d'où $i = at + b$ pour $t \in [\,0\,,\,T\,]$
pour $t = 0$, $i = -1 \Rightarrow b = -1$
pour $t = T$, $i = 2 \Rightarrow 2 = aT - 1$ ou $a = \frac{3}{T}$

$$\boxed{i = \frac{3}{T}t - 1}$$ pendant la 1ère période

* Valeur moyenne :

$$I_{moy} = \frac{1}{T}\int_0^T i.dt = \frac{1}{T}\int_0^T \left(\frac{3}{T}t - 1\right) dt = \frac{1}{T}\left[\frac{3}{T}\frac{T^2}{2} - T\right] = 0{,}5$$

$$\boxed{I_{moy} = 0{,}5\ A}$$

* Valeur efficace

$$I^2 = \frac{1}{T}\int_0^T i^2\,dt = \frac{1}{T}\int_0^T \left(\frac{3}{T}t - 1\right)^2 dt = \frac{1}{T}\left[\int_0^T \frac{3^2}{T^2}t^2\,dt + \int_0^T dt - 2\int_0^T \frac{3}{T}t\,dt\right]$$

$$I^2 = \frac{1}{T}\left[\frac{9}{T^2}\frac{T^3}{3} + T - \frac{6}{T}\frac{T^2}{2}\right] = 1 \ ; \boxed{I = 1\ A}$$

* Facteur de forme :

$$F = \frac{I}{I_{moy}} = \frac{1}{0{,}5} = 2 \qquad \boxed{F = 2}$$

* Valeur efficace de la composante alternative

on sait que $I^2 = I_{moy}^2 + I_a^2$
d'où $I_a^2 = I^2 - I_{moy}^2$ et $I_a = \sqrt{I^2 - I_{moy}^2}$
$I_a = \sqrt{1^2 - 0{,}5^2} = \sqrt{0{,}75} = 0{,}5\sqrt{3}$ $\qquad \boxed{I_a = 0{,}5\sqrt{3}\ A}$

Exercices à résoudre

Exercice 14 :

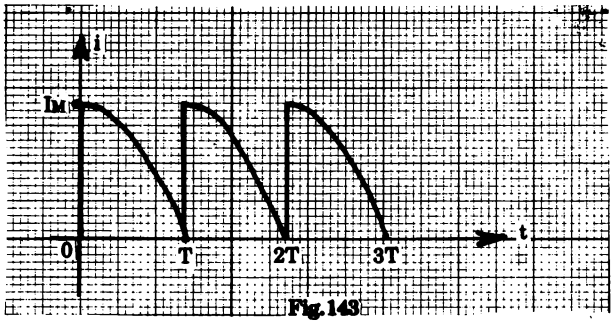


Fig.143

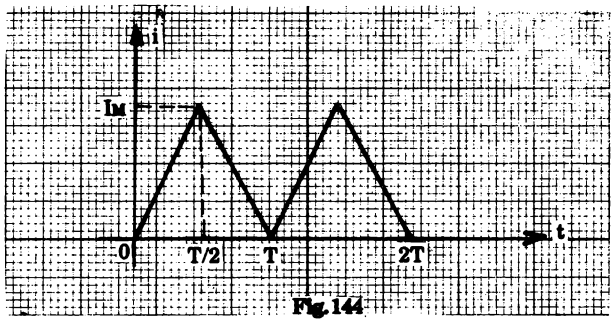


Fig.144

Trouver la valeur moyenne, la valeur efficace et le facteur de forme de chacun des deux courants

Réponse :

Fig.143

$$Imoy = \frac{2I_M}{\pi} \qquad I = \frac{I_M}{\sqrt{2}} \qquad F = \frac{\pi}{4}\sqrt{2}$$

Fig.144

$$Imoy = \frac{I_M}{2} \qquad I = \frac{I_M}{\sqrt{3}} \qquad F = \frac{2\sqrt{3}}{3}$$

Exercice 15 :

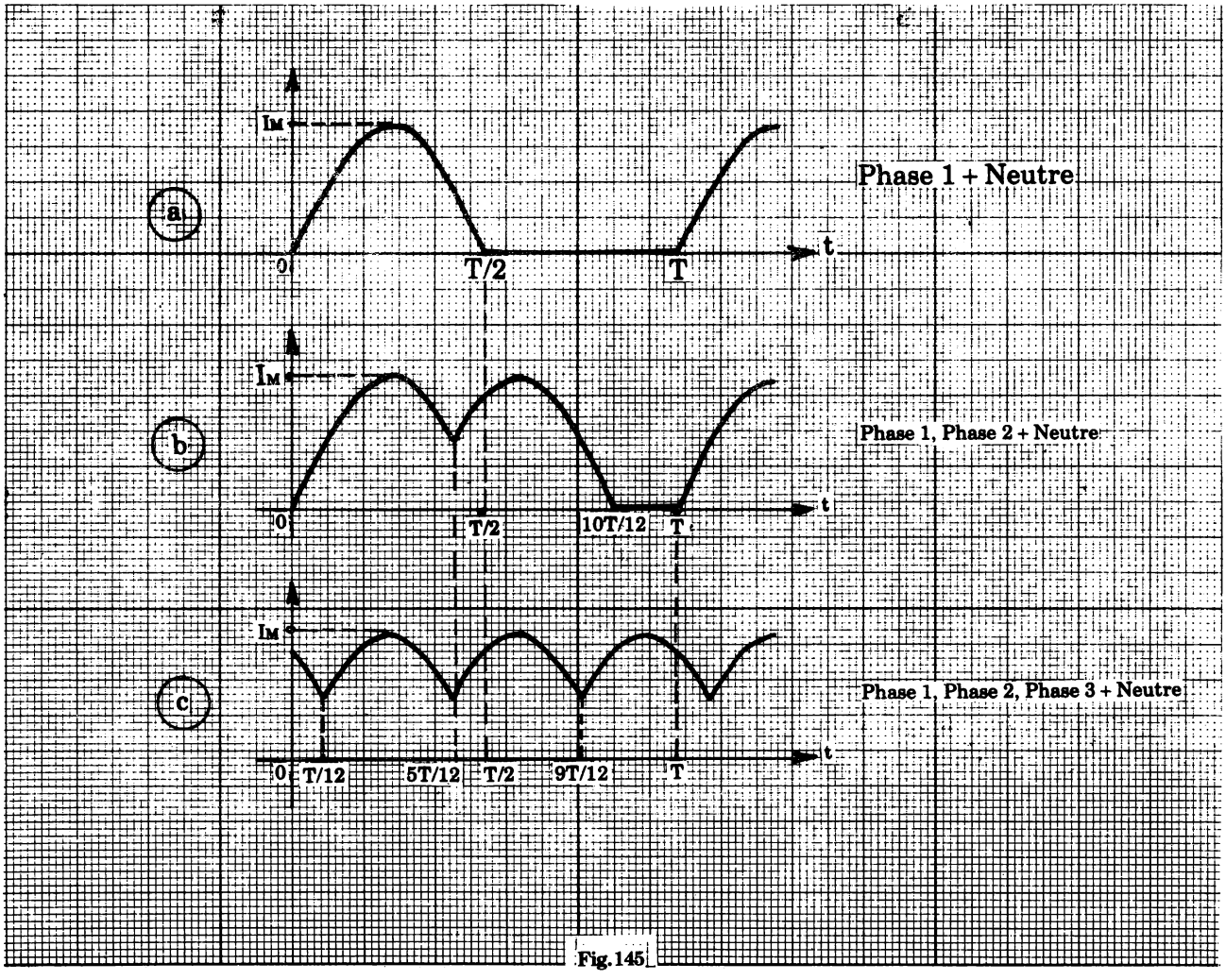
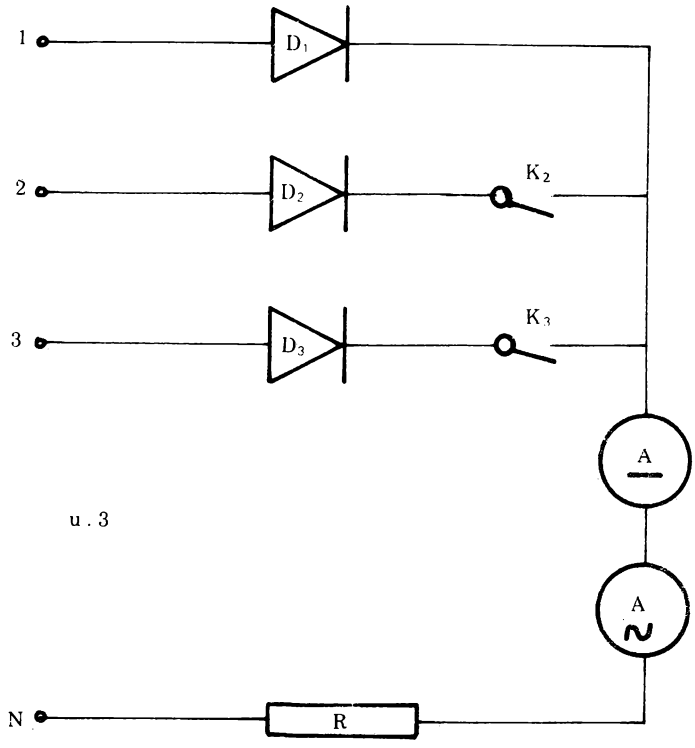


Fig.145

Exercice n ° 16 :

Une résistance alimentée par un redresseur triphasé simple est branchée en série avec deux ampéremètres ; l'un à cadre mobile et l'autre ferromagnétique (fig.143).

On place deux interrupteurs K_2 et K_3 en série respectivement avec les phases 2 et 3.



1er cas : K_2 ouvert – K_3 ouvert
Le redresseur est alimenté par la phase 1 et le neutre, le courant qui traverse R prend la forme de la figure 145 a).

2ème cas : K_2 fermé – K_3 ouvert
Le redresseur est alimenté par les phases 1 et 2 et le neutre, le courant qui traverse R prend la forme de la figure 145 b).

u . 3

3ème cas : K_2 fermé – K_3 fermé
Le redresseur est alimenté par les trois phases et le neutre, le courant dans R prend la forme de la figure 145 c). On demande de :

2) Donner le courant mesuré par chacun des deux ampèremètres dans les trois cas.

2) Donner le facteur de forme et le taux d'ondulation dans chacun des cas.

3) Faire l'application numérique sachant que la valeur efficace de la tension simple vaut $U_s = 220$ V et que la valeur de la résistance vaut $R = 100\ \Omega$.

4) Donner les calibres utilisés dans chaque cas sachant que chaque ampèremètre possède trois calibres 1A – 5A – 10A.

Réponse :

avec $I_M = 3{,}11$ A on obtient

$1^0 - 2^0 - 3^0$ et 4^0	Imoy A	I A ~	F	β
1er cas : $K_2 = 0$ $K_3 = 0$	$\frac{I_M}{\pi} = 0{,}99$ A C = 1 A	$\frac{I_M}{2} = 1{,}555$ A C = 5 A	$\frac{\pi}{2} = 1{,}57$	$\sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1} = 1{,}21$
2ème cas : $K_2 = 1$ $K_3 = 0$	$\frac{I_M}{\pi}\left[\frac{\sqrt{3}}{2} + 1\right]$ $= 1{,}848$ A C = 5 A	$I_M \sqrt{\frac{5}{12} + \frac{\sqrt{3}}{8\pi}}$ $= 2{,}1672$ A C = 5 A	$\frac{\pi \sqrt{\frac{5}{12} + \frac{\sqrt{3}}{8\pi}}}{\frac{\sqrt{3}}{2} + 1} =$ 1,1726	$\sqrt{\frac{\pi^2\left(\frac{5}{12} + \frac{\sqrt{3}}{8\pi}\right)}{\left(\frac{\sqrt{3}}{2} + 1\right)^2} - 1} =$ 0,6123
3ème cas : $K_2 = 1$ $K_3 = 1$	$\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} I_M = 2{,}573$ A C = 5 A	$I_M \sqrt{\frac{1}{2}\left(1 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}\right)}$ $= 2{,}614$A C = 5 A	$\frac{2\pi \sqrt{\frac{1}{2}\left(1 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}\right)}}{3\sqrt{3}}$ $= 1{,}016$	$\sqrt{\frac{4\pi^2\left(\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{8\pi}\right)}{27}} =$ 0,18

CHAPITRE IX

REDRESSEMENT PAR DIODES A JONCTION

LEÇON 17

REDRESSEMENT MONOPHASE

I - INTRODUCTION :

Pour obtenir du courant continu à partir d'un réseau à courant alternatif on doit utiliser les redresseurs. On s'intéresse dans ce chapitre aux redresseurs statiques à diodes, pour cela on suppose que les diodes utilisées sont idéales, c'est-à-dire que $U_d = 0$ et $I_{inv} = 0$. Ci-après la caractéristique $i = f(u)$ d'une diode idéale.

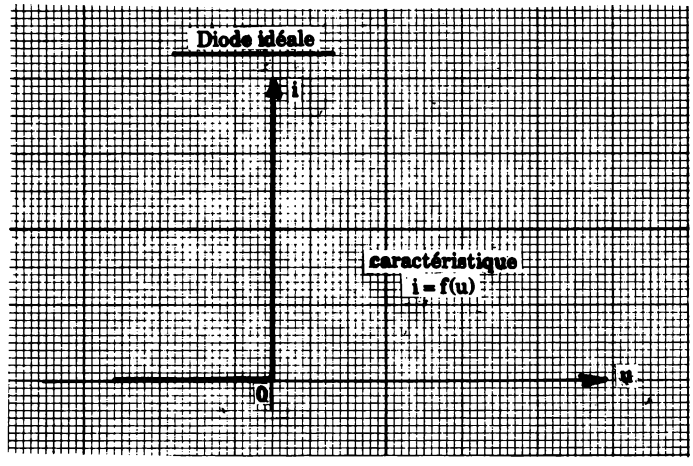


Fig.147

II - REDRESSEMENT SIMPLE ALTERNANCE : Débit sur résistance pure

1 - SCHEMA DE MONTAGE :

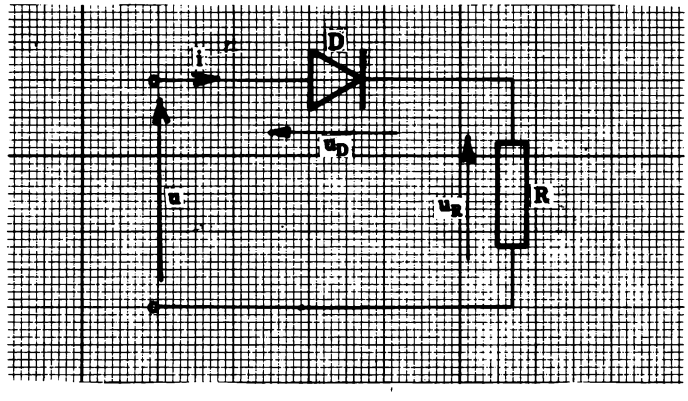


Fig. 148

2 - EQUATIONS :

Les réseau délivre une d.d.p alternative sinusoïdale de valeur instantanée $u = U_M . \sin \omega t$.
D'après la loi des mailles : $u = u_D + u_R$ à tout instant.

avec u : tension aux bornes de l'ensemble .
u_D : tension aux bornes de la diode D.
u_R : tension aux bornes de la résistance R.

3 - COURBES :

Puisque la diode ne conduit que dans un seul sens, la d.d.p qui apparait aux bornes de la charge est toujours unidirectionnelle.

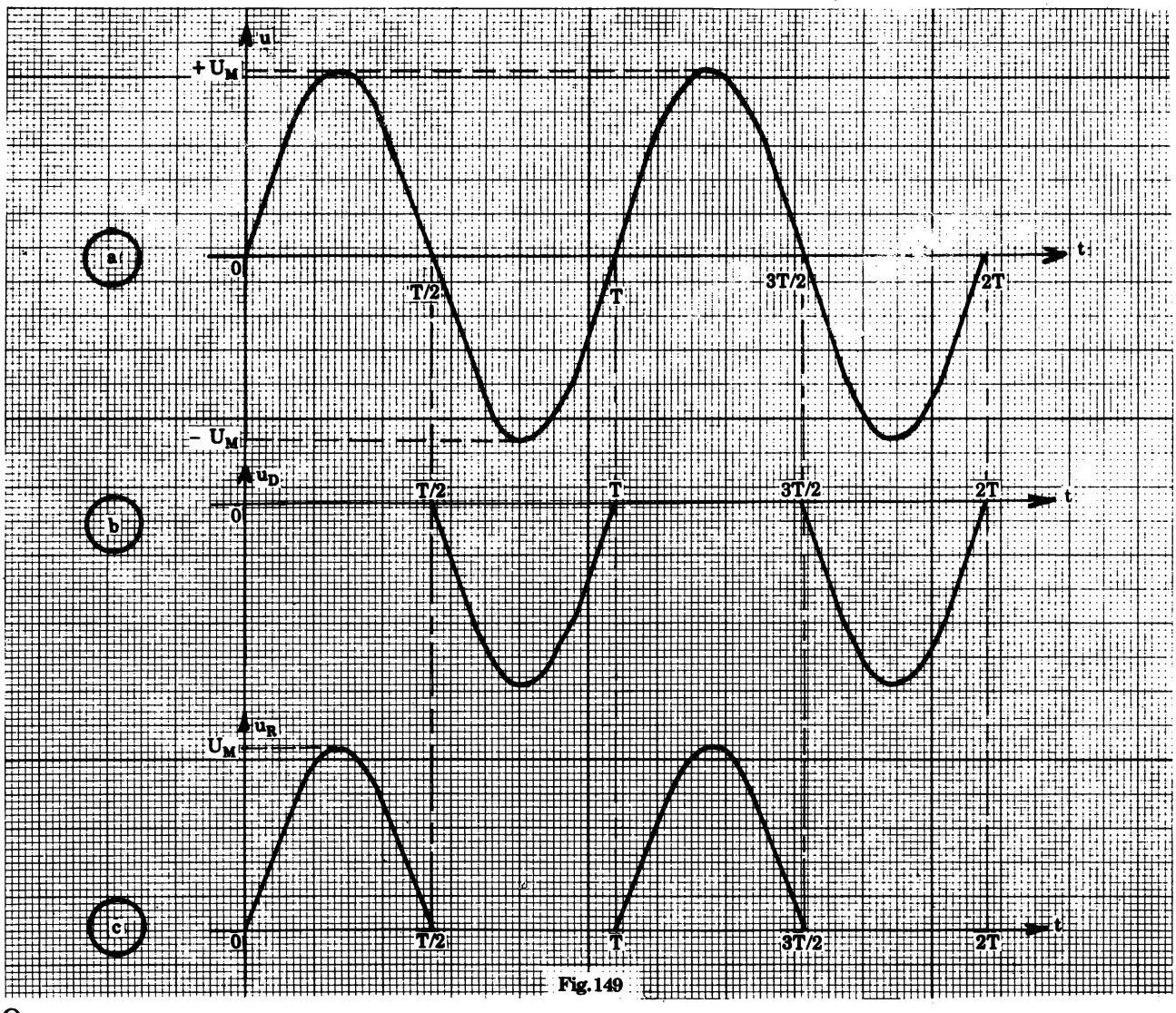


Fig.149

On remarque que $u = u_D + u_R$ à tout instant.

4 - CALCUL DES VALEURS MOYENNE ET EFFICACE DE u_R :

* Valeur moyenne

C'est la valeur mesurée par un voltmètre à cadre mobile

Son expression est : $Umoy = \frac{1}{T} \int_0^T u_R(t) \, . \, dt$
avec T période u_R

Nous pouvons déterminer Umoy graphiquement en effet la quantité « $\int_0^T u_R(t) \, . \, dt$ » représente l'aire de la surface comprise entre la courbe u_R, l'axe du temps et les instants 0 et T (ou 0 et $\frac{T}{2}$ car entre $\frac{T}{2}$ et T $u_R = 0$) ; on divise alors cette aire par T on obtient Umoy.

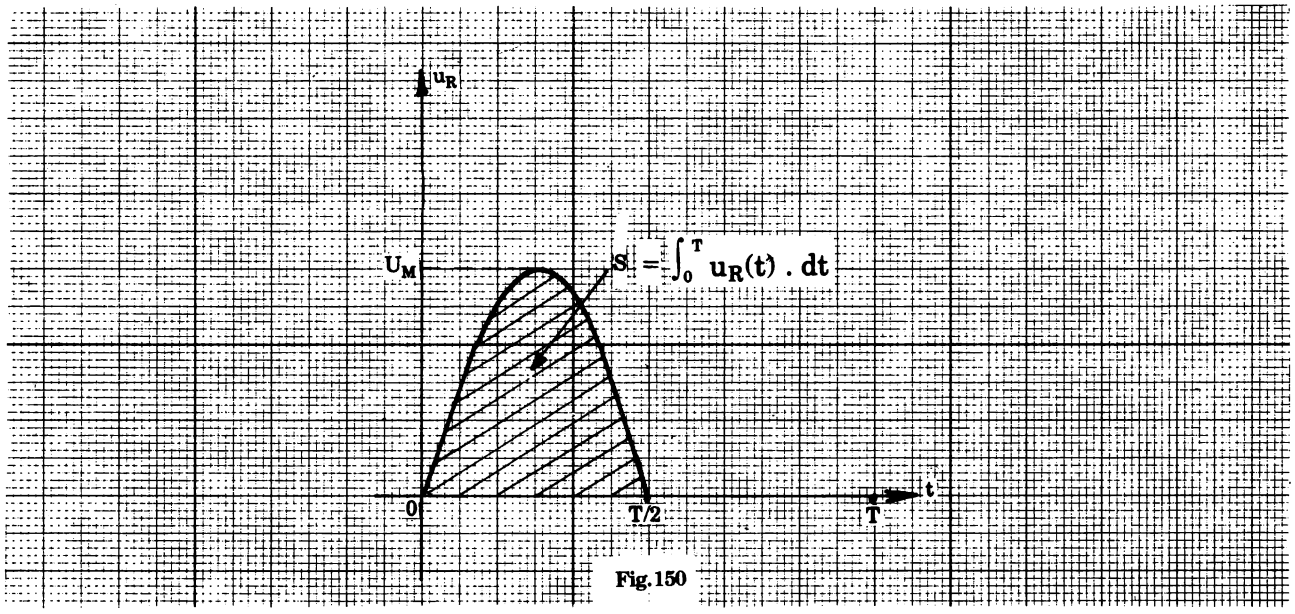


Fig.150

$Umoy = \frac{S}{T}$

Remarque : l'unité de S est v.s, T en s d'où celle de Umoy est en V.

Revenons au calcul, nous savons que :

$u_R = u$ entre les instants0 et T/2
$u_R = 0$ entre les instants T/2 et T
lorsque $u = Um \, . \, \sin \omega t$

$Umoy = \frac{1}{T} \int_0^T u_R(t) \, . \, dt = \frac{1}{T} [\int_0^{T/2} u \, . \, dt + \int_{T/2}^T 0 \, . \, dt]$

d'où $Umoy = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} U_M \, . \, \sin \omega t \, . \, dt$

$$Umoy = \frac{UM}{T}\left[-\frac{1}{\omega}\cos \omega t\right]_0^{T/2}$$

$$\cos \omega \frac{T}{2} = \cos \pi = -1$$

$$\cos \omega.0 = \cos 0 = 1$$

$$\Rightarrow \left(-\frac{1}{\omega}\right)(-1) - \left(-\frac{1}{\omega}.1\right) = \frac{2}{\omega}$$

d'où $Umoy = \frac{UM}{T}.\frac{2}{\omega} = \frac{2UM}{\omega T} = \frac{2UM}{2\pi} = \frac{UM}{\pi}$

$$\boxed{Umoy = \frac{UM}{\pi}}$$

* Valeur efficace :

C'est la valeur mesurée par un voltmètre ferromagnétique.

Son expression est : $U_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u_R^2(t)\,dt}$

La quantité « $\int_0^T u_R^2(t)\,dt$ » représente l'aire de la surface comprise entre la courbe u_R^2, l'axe du temps et les instants 0 et T (ou 0 et T/2 puisque $u_R^2 = 0$ entre T/2 et T).

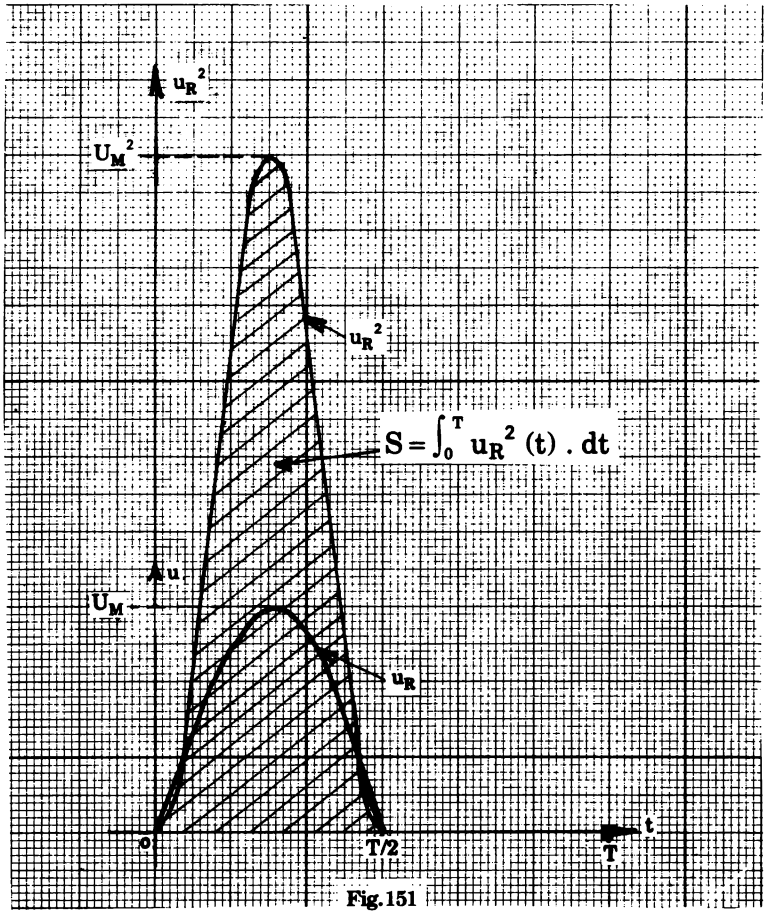


Fig.151

$$U_{ef}^2 = \frac{S}{T}$$

d'où $U_{ef} = \sqrt{\frac{S}{T}}$

avec S en $V^2.s$

T en s

d'où U_{ef} en V.

Calculons $U_{ef}^2 = \frac{1}{T}\int_0^T u_R^2(t)\,.\,dt$

$u_R = u$ entre les instants 0 et $\frac{T}{2}$

$u_R = 0$ entres les instants $\frac{T}{2}$ et T

lorsque $u = U_M \,.\, \sin \omega t$

d'où $U_{ef}^2 = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} U_M^2 \sin^2 \omega t \, dt$

on sait que $\sin^2 \omega t = \frac{1 - \cos 2\omega t}{2}$

$$U_{ef}^2 = \frac{U^2_M}{2.T}\left[\int_0^{T/2} dt - \int_0^{T/2} \cos 2\omega t \,.\, dt\right]$$

$$U_{ef}^2 = \frac{U_M^2}{2.T}\left[(t)_0^{T/2} - \left(\frac{1}{2\omega}\sin 2\omega t\right)_0^{T/2}\right]$$

$$U_{ef}^2 = \frac{U_M^2}{2T}\left[\frac{T}{2} - 0\right] = \frac{U_M^2}{4}$$

$$\boxed{U_{ef} = \frac{Um}{2}}$$

III - REDRESSEMENT DOUBLE ALTERNANCE :

a - Pont de Graëtz :

a - 1 Schéma de montage :

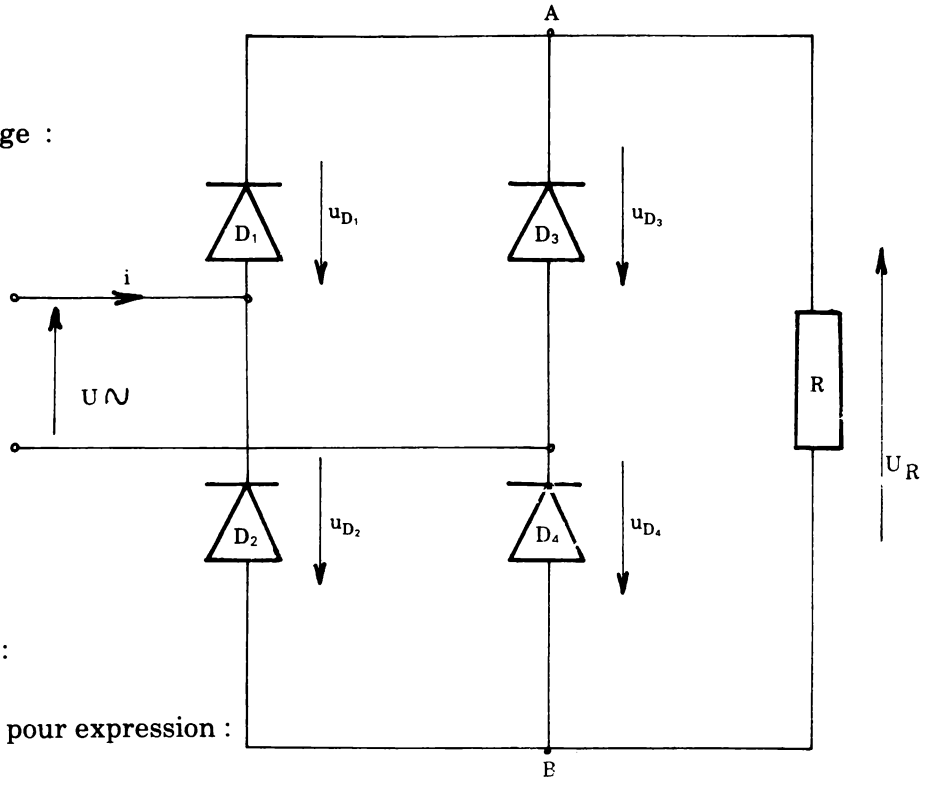


Fig.152

a - 2 Fonctionnement :

La tension d'alimentation a pour expression :

$u = U_M \,.\, \sin \omega t$

* $0 < t < \frac{T}{2}$, D_1 et D_4 conduisent alors que D_2 et D_3 sont bloquées.
Puisque dans cet intervalle de temps $u > 0$, D_1 et D_4 reçoivent le plus haut potentiel à leur anode alors que D_2 et D_3 reçoivent le plus haut potentiel à leur cathode (on sait qu'une diode conduit lorsque $u_A > u_K$). La résistance se trouve traversée par un courant de A vers B grâce à l'état passant des diodes D_1 et D_4.

* $\frac{T}{2} < t < T$, $u < 0$; D_2 et D_3 conduisent alors que D_1 et D_4 sont bloquées ; dans cet intervalle de temps le plus haut potentiel est appliqué aux anodes de D_2 et D_3 et aux cathodes de D_1 et D_4. Un courant traverse alors la résistance de A vers B grâce à l'état passant de D_2 et D_3.

En conclusion, pendant les deux alternances (positive et négative) de u, la résistance est traversée par un courant de même sens (de A vers B).

a – 3 Equations :

1er cas : $D_1 - D_4$ conduisent : Maille $D_1 - A - R - B - D_4$

$$u = u_{D_1} + u_R + u_{D_4}$$

2ème cas : $D_3 - D_2$ conduisent : Maille $D_3 - A - R - B - D_2$

$$u = -u_{D_3} - u_R - u_{D_2}$$

Nous remarquons qu'au 1er cas ($u > 0$)

$u_{D_1} = u_{D_4} = 0$ (diodes idéales) alors $\boxed{u_R = u}$

alors qu'au 2ème cas ($u < 0$) $u_{D_3} = u_{D_2} = 0$ (diodes idéales) alors $\boxed{u_R = -u}$

Pour trouver les tensions aux bornes des diodes nous complèterons les équations par :

Maille $D_3 - A - R - B - D_4$: $u_{D_3} + u_R + u_{D_4} = 0$
Maille $D_1 - A - R - B - D_2$: $u_{D_1} + u_R + u_{D_2} = 0$

1er cas : $\begin{cases} D_1 - D_4 \text{ conduisent} \\ D_2 - D_3 \text{ sont bloquées} \end{cases}$

Déterminons u_{D_2} et u_{D_3}
$u > 0 \Rightarrow u_R = u$

d'où $u_{D_2} = -u_R = -u$ $\boxed{u_{D_2} = -u}$

et $u_{D_3} = -u_R = -u$ $\boxed{u_{D_3} = -u}$

On remarque que lorsque D_1 et D_4 conduisent D_2 et D_3 sont soumises à une tension inverse ($-u$) dont la valeur maximale est égale à $-U_M$.
d'où $u_{D_2\,inv\,max} = u_{D_3\,inv.max} = -U_M$
Ce résultat est fort intéressant pour le choix des diodes.

2ème cas : $\begin{cases} D_2 - D_3 \text{ conduisent : } u_{D_2} = u_{D_4} = 0 \\ D_1 - D_4 \text{ sont bloquées} \end{cases}$

Déterminons u_{D_1} et u_{D_4}

$u < 0 \Rightarrow u_R = -u$

d'où $u_{D_1} = -u_R = u$

et $u_{D_4} = -u_R = u$

D_1 et D_4 sont dans ce cas soumises à une tension inverse u ($u < 0$) dont sa valeur maximale est $-U_M$.

d'où $u_{D_1\ inv.max} = u_{D_4\ inv.max} = -U_M$

Pour bien voir clair résumons ces résultat dans un tableau.

Exprimons toutes les tensions en fonction de u

d.d.p aux bornes de la source : $u = U_M \sin \omega t$

t / u	0		T/4		T/2		3T/4		T
u	0	u	U_M	u	0	u	$-U_M$	u	0
u_{D_1}	0	0	0	0	0	u	$-U_M$	u	0
u_{D_2}	0	$-u$	$-U_M$	$-u$	0	0	0	0	0
u_{D_3}	0	$-u$	$-U_M$	$-u$	0	0	0	0	0
u_{D_4}	0	0	0	0	0	u	$-U_M$	u	0
u_R	0	u	U_M	u	0	$-u$	U_M	$-u$	0

a – 4 Courbes :

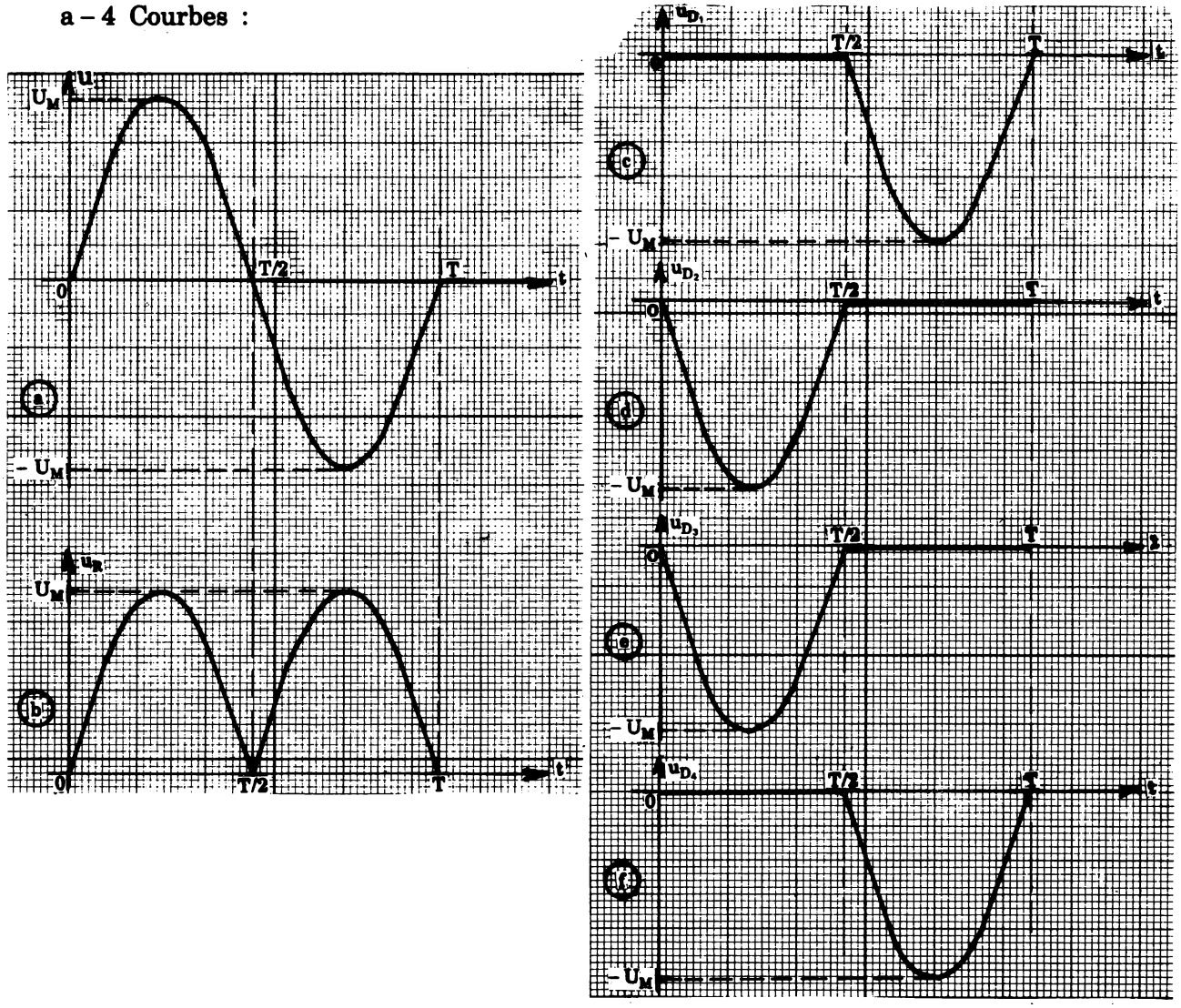


Fig.153

a – 5 Calcul des valeurs moyenne et efficace de la tension aux bornes de la charge :

* Valeur moyenne :

Son expression est : $U_{moy} = \frac{1}{T'} \int_0^{T'} u_R(t)\ .\ dt$ avec T' période de la tension u_R

or la période de u_R est $\frac{T}{2}$ (T période de u).

d'où $U_{moy} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} u_R(t)\ dt$

entre 0 et $\frac{T}{2}$ $u_R = u = U_M \sin \omega t$

$$Umoy = \frac{2U_M}{T}\int_0^{T/2} \sin \omega t \,.\, dt = \frac{2U_M}{T}\left[-\frac{1}{\omega} \cos \omega t \right]_0^{T/2}$$

$$Umoy = \frac{2U_M}{T}\left[-\frac{1}{\omega} \cos \omega \frac{T}{2} - \frac{1}{\omega} \cos \omega.0 \right] = \frac{2U_M}{T\omega}(2) = \frac{4U_M}{2\pi} = \frac{2U_M}{\pi}$$

$$\boxed{Umoy = \frac{2U_M}{\pi}}$$

*** Valeur efficace**

Son expression est : $U_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{T} u_R^2(t) \,.\, dt}$

ou $U_{ef}^2 = \frac{1}{T}\int_0^{T} u_R^2\,(t).dt = \frac{2}{T}\int_0^{T/2} U_M^2 \sin^2\omega t \, dt$

$$U_{ef}^2 = \frac{2U_M^2}{T}\int_0^{T/2} \sin^2\omega t \, dt \;,\; \sin^2\omega t = \frac{1 - \cos 2\omega t}{2}$$

$$U_{ef}^2 = \frac{2U_M^2}{T} \,.\, \frac{1}{2}\left[\int_0^{T/2} dt - \int_0^{T/2} \cos 2\omega t \,.\, dt \right] = \frac{U_M^2}{T}\left(\frac{T}{2}\right) = \frac{U_M^2}{2}$$

$$U_{ef}^2 = \frac{U_M^2}{2} \Rightarrow \boxed{U_{ef} = \frac{U_M}{\sqrt{2}}}$$

b – Avec transformateur à point milieu :

b – 1 Schéma de montage :

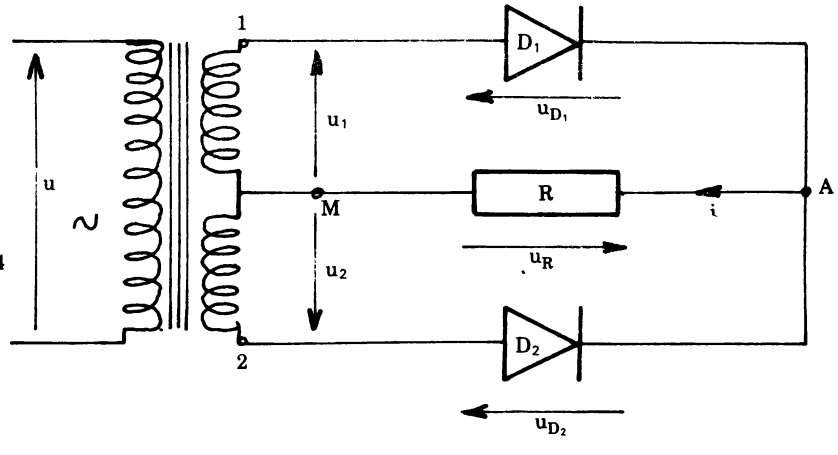


Fig.154

b – 2 Fonctionnement :

Les deux tensions d'alimentation ont pour expressions :

$u_1 = U_M \,.\, \sin \omega t$

$u_2 = U_M \sin (\omega t + \pi) = - U_M \sin \omega t$

* $0 < t < \frac{T}{2}$ D_1 conduit car $u_1 > 0$ alors que D_2 est bloquée car $u_2 < 0$

La résistance est traversée par un courant de A vers M.

* $\frac{T}{2} < t < T$ D_2 conduit car $u_2 > 0$ alors que D_1 est bloquée car $u_1 < 0$

La résistance est traversée par un courant de A vers M.

Il y a redressement double alternance car pendant la 1ère alternance de u_1 c'est D_1 qui conduit ($u_R = u_1$) et pendant la 2ème alternance de u_2 c'est D_2 qui conduit ($u_R = u_2$).

Pendant les deux alternances la résistance est traversée par un courant de même sens (de A vers M).

b – 3 Equations :

Maille 1 – D_1 – A – R – M – 1 : $u_1 = u_{D_1} + u_R$

Maille 2 – D_2 – A – R – M – 2 : $u_2 = u_{D_2} + u_R$

1er cas : $0 < t < \frac{T}{2}$: D_1 conduit ($u_{D_1} = 0$)
D_2 est bloquée

alors $u_{D_1} = 0$, $u_R = u$ et $u_{D_2} = u_2 - u_1$

$u_2 < 0$, $u_1 > 0 \Rightarrow u_2 - u_1 < 0$

D_2 est soumise à une tension inverse ayant pour valeur maximale $U_{D_2\ inv.max} = U_{2M} - U_{1M}$, pendant cet instant $U_{2M} = -U_M$ et $U_{1M} = U_M$ d'où $U_{D_2\ inv.max} = -2U_M$

2ème cas : $\frac{T}{2} < t < T$: D_2 conduit ($U_{D_2} = 0$)
D_1 est bloquée

$u_{D_2 = 0} \Rightarrow u_R = u_2$ et $u_{D_1} = u_1 - u_R = u_1 - u_2$

$u_1 < 0$, $u_2 > 0 \Rightarrow u_1 - u_2 < 0$

D_2 est soumise à une tension inverse ayant pour valeur maximale $-2U_M$

$$U_{D_1\ inv.max} = -2U_M$$

Résumons ces résultats dans le tableau suivant où on exprime les tensions u_{D_1}, u_{D_2} et u_R en fonction de u_1 et u_2 pendant une période .

$u_1 = U_M \sin \omega t$ $\qquad$ $u_2 = -U_M \sin \omega t$

t / u	0		1/4		T/2		3T/4		T
u_{D_1}	0	0	0	0	0	$u_1 - u_2$	$-2U_M$	$u_1 - u_2$	0
u_{D_2}	0	$u_2 - u_1$	$-2U_M$	$u_2 - u_1$	0	0	0	0	0
u_R	0	u_1	U_M	u_1	0	u_2	U_M	u_2	0

b – 4 Courbes :

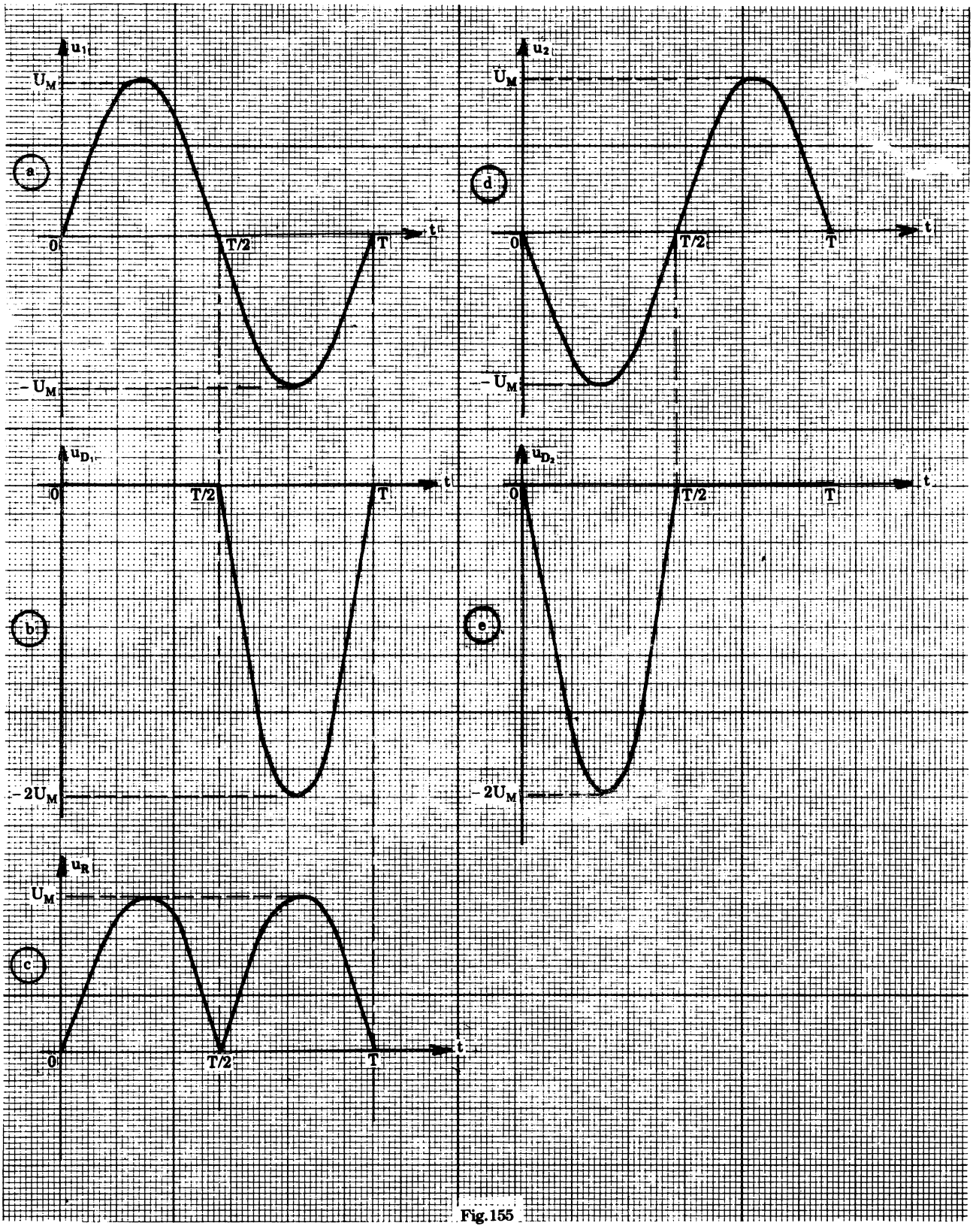


Fig.155

COMPARAISON

	Montage à pont	**Montage par transfo. à point milieu**
Nombre de diodes	4 diodes ou 1 pont moulé	2 diodes
Tension inverse d'une diode	$U_{inv.max} = \frac{2}{U_M}$	$U_{inv.max} = 2U_M$
Courant crête d'une diode	$I_{crête} = I_M$	$I_{crête} = I_M$
Transformateur	1 transformateur à 1 secondaire fonctionnant pendant les deux alternances	1 transformateur à 2 secondaires chacun fonctionnant une alternance sur deux.
Remarque	– Bonne utilisation des diodes – Bonne utilisation du cuivre	– Diodes mal utilisées – cuivre mal utilisé

Conclusion :

Vu les avantages qu'il présente, le montage à pont est le plus utilisé en pratique.

b – 5 Calcul des valeurs moyenne et efficace de u_R :

* Valeur moyenne :

$U_{moy} = \frac{1}{T'} \cdot \int_0^{T'} u_R(t)\, dt$, T' période de u_R

D'après les courbes u_R est périodique de période $T' = \frac{T}{2}$

d'où $U_{moy} = \frac{2}{T} \int_0^{T} u_1\, dt = \frac{2}{T} \int_{T/2}^{T} u_2\, dt$

car entre 0 et $\frac{T}{2}$ $\quad u_R = u_1 = U_M \sin \omega t$

et entre $\frac{T}{2}$ et T $\quad u_R = +u_2 = -U_M \sin \omega t$

$U_{moy} = \frac{2}{T}(-U_M) \int_{T/2}^{T} \sin \omega t \,.\, dt = \frac{2}{T}(-U_M)\left[-\frac{1}{\omega} \cos \omega t\right]_{T/2}^{T}$

$U_{moy} = \frac{2U_M}{T\omega}\left[\cos \omega T - \cos \frac{\omega T}{2}\right] = \frac{2U_M}{\omega T}\left[1 - (-1)\right]$

$U_{moy} = \frac{4U_M}{\omega T} = \frac{4U_M}{2\pi} = \frac{2U_M}{\pi} \Rightarrow \boxed{U_{moy} = \frac{2U_M}{\pi}}$

* Valeur efficace :

$$U = \sqrt{\frac{2}{T}\int_0^{T/2} u_R{}^2 \,.\, dt} \quad \text{entre 0 et } \frac{T}{2} \Rightarrow u_R = u_1$$

$$U^2 = \frac{2}{T}\int_0^{T/2} u_1^2\, dt = \frac{2}{T}\int_0^{T/2} U_M{}^2 \sin^2\omega t \,.\, dt = \frac{U_M{}^2}{2}$$

(même calcul que le paragraphe a – 5)

d'où

$$\boxed{U = \frac{U_M}{\sqrt{2}}}$$

LEÇON 18

REDRESSEMENT SIMPLE ALTERNANCE DEBIT SUR RECEPTEUR A f.c.e.m.

1 - SCHEMA DE MONTAGE :

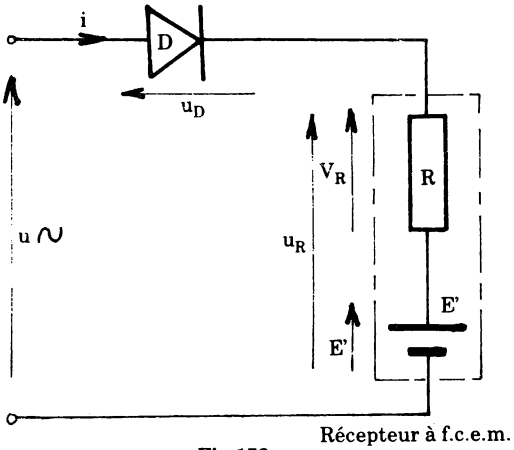


Fig.156

Exemples de récepteurs à f.c.e.m.
- Batterie d'accumulateur (au moment de la charge)
- Voltamètre
- Moteur à courant continu

2 - FONCTIONNEMENT :

La tension aux bornes de la source a pour expression

$$u = U_M \sin \omega t$$

$u = u_D + u_R$ avec $u_R = v_R + E'$

E' = f.c.e.m du récepteur

v_R = d.d.p aux bornes de R

u_R = d.d.p aux bornes du récepteur à f.c.e.m .

La diode ne conduit que lorsque $u_D \geqslant 0$ ou $u - u_R \geqslant 0$, $u - v_R - E' \geqslant 0$

$v_R = R_i$, or le courant i est nul tant que D ne conduit pas.

Appelons t_1 l'instant d'ouverture de la diode (instant à partir duquel la diode commence à conduire). On aura :

$u - E' = 0$; $U_M \sin \omega t_1 - E' = 0 \Rightarrow \sin \omega t_1 = \dfrac{E'}{U_M}$

Comme $\sin \omega t_1 < 1$ on a $E' < U_M$, sinon ($E' > U_M$) la diode ne conduit pas du tout.

La relation $\sin \omega t = \dfrac{E'}{U_M}$ admet deux solutions dans l'intervalle [0 , T] qui sont t_1 et $\dfrac{T}{2} - t_1$ car $\sin \omega t_1 = \sin [\, \omega(\dfrac{T}{2} - t_1) \,]$.

La diode conduit alors entre les instants t_1 et $t_2 = \dfrac{T}{2} - t_1$, soit pendant l'intervalle de temps $\dfrac{T}{2} - t_1 - t_1 = \dfrac{T}{2} - 2t_1$ qu'on appelle τ = temps d'ouverture de la diode.

$$\tau = \frac{T}{2} - 2t_1$$

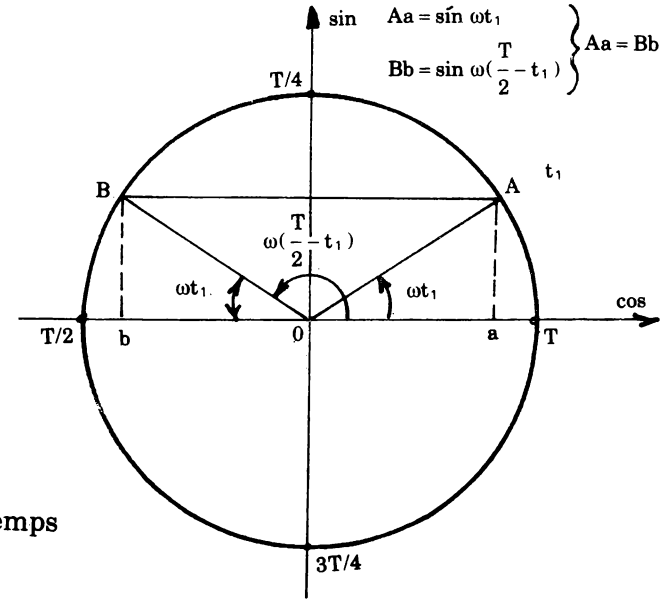


Fig.157

* $0 \leqslant t \leqslant t_1$: la diode ne conduit pas ; $i = 0$ et $u_D < 0$

* $t_1 < t < t_2$: la diode conduit ; $i = \dfrac{u - E'}{R}$ et $u_D = 0$

* $t_2 \leqslant t \leqslant T$: la diode ne conduit pas ; $i = 0$ et $u_D < 0$

3 – COURBES

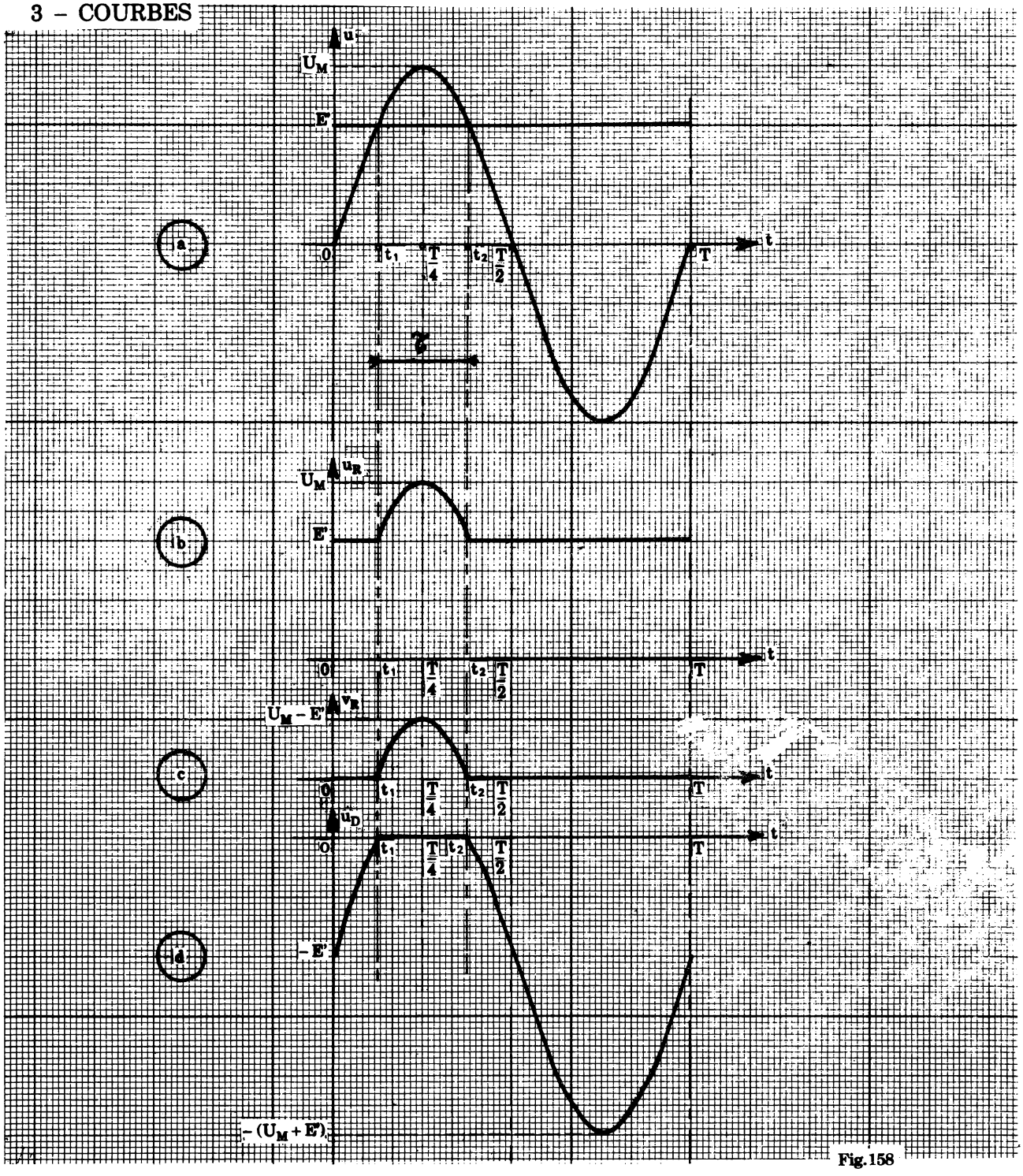


Fig. 158

4 – CALCUL DES VALEURS MOYENNE ET EFFICACE DE u_R et i_R :

* Valeur moyenne de u_R

$U_R moy = \frac{1}{T} \int_0^T u_R \, dt$

$u_R = E'$ pour $0 < t < t_1$ et $t_2 < t < T$ et $u_R = u$ pour $t_1 < t < t_2$

d'où $U_R moy = \frac{1}{T} [\int_0^{t_1} E' \, dt + \int_{t_1}^{t_2} U_M . \sin \omega t \, dt + \int_{t_2}^{T} E' \, dt]$

$U_R moy = \frac{1}{T} [E' t_1 + U_M (-\frac{1}{\omega} \cos \omega t_2 + \frac{1}{\omega} \cos \omega t_1) + E'(T - t_2)]$

On pose $t_2 - t_1 = \tau$ (temps d'ouverture de la diode)

On sait que $t_1 + t_2 = \frac{T}{2}$ d'où $t_2 = \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2}$ et $t_1 = \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2}$

$Umoy = \frac{1}{T} [E'(t_1 + T - t_2) + \frac{U_M}{\omega} (2 \sin \frac{\omega \tau}{2})] = E'(1 - \frac{\tau}{T}) + \frac{U_M}{\pi} \sin \frac{\omega \tau}{2}$

On sait que la diode commence à conduire à partir de t_1, à cet instant $u = E'$, $U_M \sin \omega t_1 = E' \Rightarrow$ $\sin \omega t_1 = \frac{E'}{U_M}$

Remplaçons t_1 par $\frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} \Rightarrow \frac{E'}{U_M} = \sin \omega (\frac{T}{4} - \frac{\tau}{2}) = \cos \frac{\omega}{2} . \tau$

$U_R moy = \frac{U_M}{\pi} [\pi . \frac{E'}{U_M} (1 - \frac{\tau}{T}) + \sin \frac{\omega \tau}{2}] = \frac{U_M}{\pi} [\sin \frac{\omega \tau}{2} + \pi (1 - \frac{\tau}{T}) \cos \frac{\omega \tau}{2}]$

$$\boxed{U_R moy = \frac{U_M}{\pi} [\sin \frac{\omega \tau}{2} + \pi (1 - \frac{\tau}{T}) \cos \frac{\omega \tau}{2}}$$

Vérification :

– pour $\tau = 0$ ($U_M = E'$) $\Rightarrow$ $U_R moy = E' = U_M$ d'après l'expression de $U_R moy$ ($\tau = 0$) $= U_M$

– Pour $\tau = \frac{T}{2}$ ($E' = 0$, récepteur sans f.c.e.m.)

On doit trouver $U_R moy = \frac{U_M}{\pi}$

* Valeur moyenne de i_R

On sait que $v_R = R\, i_R$ d'où $I_{Rmoy} = \dfrac{V_{Rmoy}}{R}$

$V_{Rmoy} = \dfrac{1}{T}\int_0^T v_R(t)\,dt$, $v_R = u - E'$ entre t_1 et t_2

$v_R = 0$ pour $0 < t < t_1$ et $t_2 < t < T$

$V_{R\,moy} = \dfrac{1}{T}\int_{t_1}^{t_2}(u - E')\,dt = \dfrac{1}{T}\int_{t_1}^{t_2} U_M \sin \omega t\,dt - \dfrac{1}{T}\int_{t_1}^{t_2} E'\,dt$

$V_{Rmoy} = \dfrac{1}{T}\dfrac{U_M}{\omega}(-\cos \omega t_2 + \cos \omega t_1) - \dfrac{E'}{T}(t_2 - t_1)$

Rappelons que : $t_2 - t_1 = \tau$; $t_2 = \dfrac{T}{4} + \dfrac{\tau}{2}$; $t_1 = \dfrac{T}{4} - \dfrac{\tau}{2}$; $\dfrac{E}{U_M} = \cos\dfrac{\omega\tau}{2}$; $\omega T = 2\pi$

$V_{Rmoy} = \dfrac{U_M}{\pi}\left(\sin\dfrac{\omega\tau}{2} - \pi\dfrac{\tau}{T}\cos\dfrac{\omega\tau}{2}\right)$

On sait que $V_{Rmoy} = R \cdot I_{moy} \Rightarrow I_{moy} = \dfrac{1}{R} \cdot V_{Rmoy}$

$$\boxed{I_{Rmoy} = \frac{U_M}{\pi R}\left(\sin\frac{\omega\tau}{2} - \pi\frac{\tau}{T}\cos\frac{\omega\tau}{2}\right)}$$

On pose $\theta = \omega\tau$: angle d'ouverture de la diode

Exprimons I_{Rmoy} en fonction de U_M, R et θ

$I_{Rmoy} = \dfrac{U_M}{\pi R}\left(\sin\dfrac{\theta}{2} - \dfrac{\theta}{2}\cos\dfrac{\theta}{2}\right)$

Si on désire exprimer I_{Rmoy} en fonction de I_M et θ, on sait que :

$I_M = \dfrac{U_M - E'}{R} = \dfrac{U_M}{R}\left(1 - \dfrac{E'}{U_M}\right) = \dfrac{U_M}{R}(1 - \cos\dfrac{\theta}{2}) \Rightarrow \dfrac{U_M}{R} = \dfrac{I_M}{(1 - \cos\frac{\theta}{2})}$

$$\boxed{I_{moy} = \frac{I_M}{\pi}\ \frac{1}{(1 - \cos\frac{\theta}{2})} \cdot \left(\sin\frac{\theta}{2} - \frac{\theta}{2}\cos\frac{\theta}{2}\right)}$$

Vérification :

* $\theta = 0$ (diode ne s'ouvrant pas du tout : $E' = U_M$) on doit trouver $I_{Rmoy} = 0$

D'après la formule $I_{Rmoy} = \dfrac{I_M}{\pi}\ \dfrac{1}{1-1}\ (0 - 0) = \dfrac{0}{0}$ (forme indéterminée)

En mathématique $\lim\limits_{\theta \to 0}\ \dfrac{1}{1 - \cos\theta} \to \theta \Rightarrow I_{Rmoy} = \dfrac{I_M}{\pi} \cdot \dfrac{\theta}{2}(0 - 0) = 0 \Rightarrow I_{Rmoy} = 0$

$* \theta = \pi$ (redressement simple alternance sans f.c.e.m : E' = 0) $\Rightarrow I_R moy = \frac{I_M}{\pi}$

D'après la formule : $I_R moy = \frac{I_M}{\pi} \quad \frac{1}{(1-0)} \quad (1 - \frac{\pi}{2} . 0) = \frac{I_M}{\pi} \Rightarrow I_R moy = \frac{I_M}{\pi}$

Remarque :

Lorsque la charge est une résistance pure, on a vu que la diode, quand elle ne conduit pas, est soumise à une tension inverse dont la valeur maximale est égale à U_M (de la source).
Lorsque la charge est un récepteur à f.c.e.m. la tension inverse maximale de la diode est :
$U_{inv.max} = U_M + E'$ (voir figure 158-d)

* Valeur efficace de u_R

$U_R = \frac{1}{T} \int_0^T u_R^2 \, dt$ avec $u_R = U_M \sin \omega t$ entre t_1 et t_2 et $u_R = E'$ entre 0 et t_1 puis entre t_2 et T.

d'où $U_R^2 = \frac{1}{T} [\int_0^{t_1} E'^2 \, dt + \int_{t_1}^{t_2} U_M^2 \sin^2 \omega t \, dt + E'^2 \int_{t_2}^{T} dt]$; $\sin^2 \omega t = \frac{1 - \cos 2\omega t}{2}$

$U_R^2 = \frac{1}{T} [E'^2 (t_1 - t_2 + T) - \frac{U_M^2}{4\omega} (\sin 2\omega t_2 - \sin 2\omega t_1) + \frac{U_M^2}{2} (t_2 - t_1)]$

Rappelons que :

$t_2 - t_1 = \tau$; $t_2 = \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2}$; $t_1 = \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2}$; $\frac{E'}{U_M} = \cos \frac{\omega \tau}{2}$; $\omega T = 2\pi$

$U_R^2 = \frac{1}{T} [E'^2 (T - \tau) + U_M^2 \frac{\tau}{2} + \frac{U_M^2}{2\omega} \sin \omega \tau]$, mettons en facteur $\frac{T}{2} . U_M^2$

$U_R^2 = \frac{U_M^2}{2} [2 \frac{E'^2}{U_M^2} (\frac{T - \tau}{T}) + \frac{\tau}{T} + \frac{1}{\omega T} \sin \omega \tau] = \frac{U_M^2}{2} [2 \cos^2 \frac{\omega \tau}{2} . (1 - \frac{\tau}{T}) + \frac{\tau}{T} + \frac{1}{2\pi} \sin \omega \tau]$

$U_R^2 = \frac{U_M^2}{2} [(1 - \frac{\tau}{T})(1 + \cos \omega \tau) + \frac{\tau}{T} + \frac{1}{2\pi} \sin \omega \tau]$, posons $\omega \tau = \theta$

$U_R^2 = \frac{U_M^2}{2} [(1 - \frac{\theta}{2\pi}) (1 + \cos \theta) + \frac{\theta}{2\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin \theta] = \frac{U_M^2}{2} [1 + (1 - \frac{\theta}{2\pi}) \cos \theta + \frac{1}{2\pi} \sin \theta]$

d'où

$$U_R ef = \frac{U_M}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + (1 - \frac{\theta}{2\pi}) \cos \theta + \frac{1}{2\pi} \sin \theta}$$

Vérification : nous savons que :

$* \theta = 0$ (E' = U_M) $\Rightarrow U_R = E' = U_M$

$* \theta = \pi$ (E' = 0) $\Rightarrow U_R = \frac{U_M}{2}$ (Récepteur sans f.c.e.m)

En effet d'après la formule :

$$\theta = 0 \Rightarrow U_R = \frac{U_M}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + (1-0) \cdot 1 + \frac{1}{2\pi} \cdot 0} = \frac{U_M}{\sqrt{2}} \sqrt{2} = U_M$$

$$\theta = \pi \Rightarrow U_R = \frac{U_M}{2} \sqrt{1 + (1 - \frac{1}{2}).(-1) + \frac{1}{2\pi} \cdot 0} = \frac{U_M}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{1}{2}} = \frac{U_M}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2}} = \frac{U_M}{2}$$

* Valeur efficace de i_R

$i_R = (u_R - E') \frac{1}{R}$ à tout instant.

or $u_R - E' = v_R$ (d.d.p aux bornes de la résistance)

d'où $i_R = \frac{1}{R} \cdot v_R$ et $I_R = \frac{1}{R} V_R$

Calculons alors V_R
Pendant une période $v_R = U_M \sin \omega t - E'$ entre t_1 et t_2
pour tout autre instant de la période $v_R = 0$

$$V_R^2 = \frac{1}{T} \int_0^T v_R^2 \cdot dt = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} (U_M \sin \omega t - E')^2 \cdot dt$$

$$V_R^2 = [\int_{t_1}^{t_2} U_M^2 \sin^2 \omega t \, dt + \int_{t_1}^{t_2} E'^2 \, dt - \int_{t_1}^{t_2} E' U_M \sin \omega t \cdot dt]$$

car $(U_M \sin \omega t - E')^2 = U_M^2 \sin^2 \omega t + E'^2 - 2 E' U_M \sin \omega t$; $\sin^2 \omega t = \frac{1 - \cos 2\omega t}{2}$

$$V_R^2 = \frac{1}{T} [\frac{U_M^2}{2} \int_{t_1}^{t_2} dt - \frac{U_M^2}{2} \int_{t_1}^{t_2} \cos 2\omega t \cdot dt + E'^2 \int_{t_1}^{t_2} dt - 2E'U_M \int_{t_1}^{t_2} \sin \omega t . dt]$$

$$= \frac{1}{T} [\frac{U_M^2}{2} (t_2 - t_1) - \frac{U_M^2}{4\omega} (\sin 2\omega t_2 - \sin 2\omega t_1) + E'^2 (t_2 - t_1) + \frac{2E'U_M}{\omega} (\cos \omega t_2 - \cos \omega t_1)]$$

$$V_R^2 = \frac{U_M^2}{2} [\frac{\tau}{T} + \frac{1}{2\pi} \sin \omega \tau + 2 \frac{\tau}{T} \cos^2 \frac{\omega \tau}{2} - \frac{2}{\pi} \sin \omega \tau]$$

Remplaçons $\omega \tau$ par θ (angle d'ouverture de la diode)

$$V_R^2 = \frac{U_M^2}{2} [\frac{0}{2\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin \theta + \frac{\theta}{2\pi} (1 + \cos \theta) + \frac{2}{\pi} \sin \theta]$$

$$V_R^2 = \frac{U_M^2}{2} [\frac{\theta}{\pi} + \frac{\theta}{2\pi} (1 + \cos \theta) - \frac{3}{\pi} \sin \theta]$$

$$V_R^2 = \frac{U_M^2}{2} [\frac{\theta}{\pi} + \frac{\theta}{2\pi} \cos \theta - \frac{3}{2\pi} \sin \theta]$$

d'où

$$V_R = \frac{U_M}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\theta}{\pi} + \frac{\theta}{2\pi} \cos\theta - \frac{3}{2\pi} \sin\theta}$$

Calculons maintenant I_R.ef

$$I_R = \frac{1}{R} V_R = \frac{U_M}{R\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\theta}{\pi} + \frac{\theta}{2\pi} \cos\theta - \frac{3}{2\pi} \sin\theta}$$

Remarque :

Si on désire exprimer I_R en fonction de I_M et θ,

Rappelons que $I_M = \frac{U_M - E'}{R} = \frac{U_M}{R} (1 - \frac{E'}{U_M})$

$$I_M = \frac{U_M}{R} (1 - \cos\frac{\theta}{2}) \Rightarrow \frac{U_M}{R} = \frac{I_M}{(1 - \cos\frac{\theta}{2})}$$

d'où

$$I_R = \frac{I_M}{\sqrt{2}} \frac{1}{(1 - \cos\frac{\theta}{2})} \sqrt{\frac{\theta}{\pi} + \frac{\theta}{2\pi} \cos\theta - \frac{3}{2\pi} \sin\theta}$$

LEÇON 19

REDRESSEMENT DOUBLE ALTERNANCE DEBIT SUR RECEPTEUR A f.c.e.m

1 - SCHEMA :

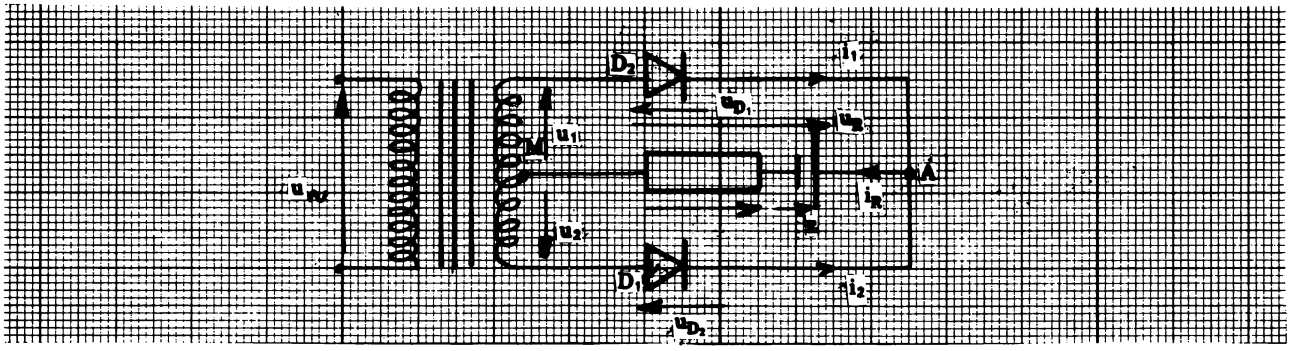


Fig. 159

Au cours de cette étude on s'intéressera uniquement au redressement utilisant un transformateur à point milieu.
Les résultats seront identiques à ceux d'un montage à pont.

2 - FONCTIONNEMENT :

La source délivre deux tensions u_1 et u_2 :
$u_1 = U_M \sin \omega t$
$u_2 = - U_M \sin \omega t$

soient les instants t_1, t_2, t_3, t_4 représentant respectivement les instants d'ouverture et de fermeture de D_1 puis de D_2.

$-0 < t < t_1$	D_1 bloquée	D_2 bloquée
$-t_1 < t < t_2$	D_1 conduit	D_2 bloquée
$-t_2 < t < t_3$	D_1 bloquée	D_2 bloquée
$-t_3 < t < t_4$	D_1 bloquée	D_2 conduit
$-t_4 < t < T$	D_1 bloquée	D_2 bloquée

$$\left.\begin{array}{l} u_1 = u_{D_1} + u_R \\ u_2 = u_{D_2} + u_R \end{array}\right\} \quad \text{avec } u_R = E' + v_R = E' + R.i_R$$

$* 0 < t < t_1$ D_1 bloquée et D_2 bloquée $\Rightarrow i_R = 0 \Rightarrow v_R = 0 \Rightarrow u_R = E'$
d'où $u_{D_1} = u_1 - E'$ et $u_{D_2} = u_2 - E'$

* $t_1 < t < t_2$: D_1 conduit et D_2 bloquée $\Rightarrow$ $i_R = i_1$ et $u_R = E' + R_{i_1} = u_1$
d'où $u_{D_1} = 0$ et $u_{D_2} = u_2 - u_1$ (u_{D_2} max $= -2\,U_M$)

* $t_2 < t < t_3$: D_1 bloquée et D_2 bloquée $\Rightarrow$ $i_R = 0 \Rightarrow v_R = 0 \Rightarrow u_R = E'$
d'où $u_{D_1} = u_1 - E'$ et $u_{D_2} = u_2 - E'$

* $t_3 < t < t_4$: D_1 bloquée et D_2 conduit $\Rightarrow$ $i_R = i_2$ et $u_R = E' + R \cdot i_2$
d'où $u_{D_1} = u_1 - u_2$ ($u_{D_1 max} = -2U_M$) et $u_{D_2} = 0$

* $t_4 < t < T$: D_1 bloquée et D_2 bloquée $\Rightarrow$ $i_R = 0 \Rightarrow v_R = 0 \Rightarrow u_R = E'$
d'où $u_{D_1} = u_1 - E'$ et $u_{D_2} = u_2 - E'$

Nous remarquons que la tension inverse maximale aux bornes de chaque diode ne dépasse pas $2U_M$ pour $E' \leqslant U_M$

Tableau récapitualtif :

	0	t_1	T/4	t_2	T/2	t_3	3T/2	t_4	T	T+t_1
u_R	E'	u_1	U_M u_1	E'	E'	$-u_2$	U_M $-u_2$	E'	E'	
v_R	0	$u_1 - E'$	$u_1 - E'$ / $U_M - E'$	0	0	$-u_2 - E'$	$-u_2 - E'$ / $U_M - E'$	0	0	
u_{D_1}	$u_1 - E'$	0	0	$u_1 - E'$	$u_1 - E'$	$u_1 - u_2$	$u_1 - u_2$	$u_1 - E'$	$u_1 - E'$	
						$-2E'$	$-2U_M$ / $-2E'$			
u_{D_2}	$u_2 - E'$	$u_2 - u_1$	$u_2 - u_1$	$u_2 - E'$	$u_2 - E'$	0	0	$u_2 - E'$	$u_2 - E'$	
		$-2E'$	$-2U_M$ / $-2E'$							

Tensions u_R, v_R, u_{D_1} et u_{D_2} en fonction de t, u_1 et u_2 avec $t \in [\,0\,,\,T\,]$, $u_1 = U_M \sin \omega t$ et $u_2 = -U_M \sin \omega t$

3 – COURBES :

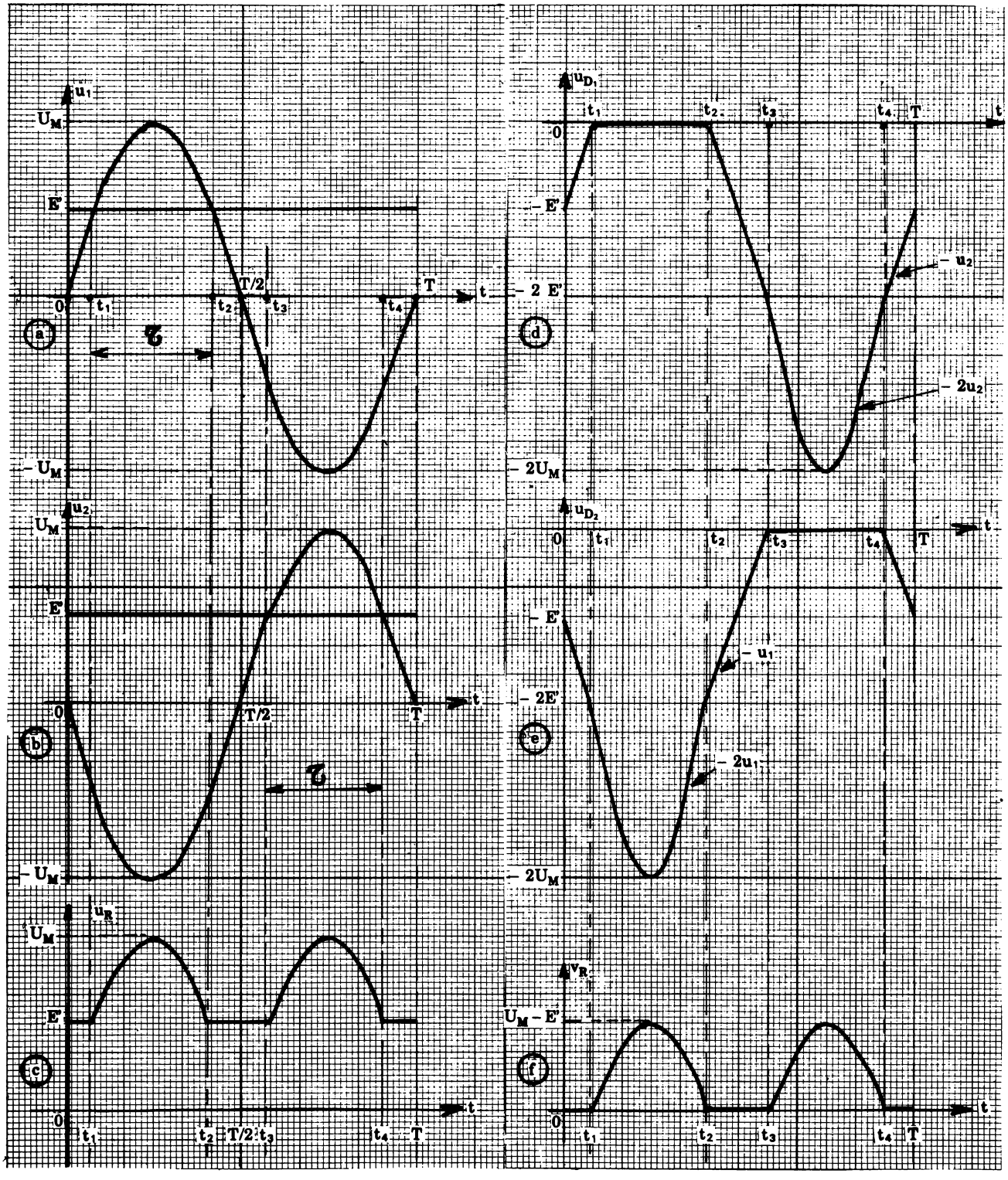


Fig.160

4 – VALEUR MOYENNE ET EFFICACE DE u_R ET i_R

* Valeur moyenne de u_R

$U_R moy = \frac{1}{T'} \int_0^{T'} u_R \, . \, dt$ avec T' période de u_R $(T' = \frac{T}{2})$

d'où $U_R moy = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} u_R \, dt$

entre 0 et t_1 puis t_2 et $\frac{T}{2}$; $u_R = E'$ entre t_1 et t_2 ; $u_R = u_1 = U_M \, . \sin\omega t$

$U_R moy = \frac{2}{T} [\int_0^{t_1} E' \, dt + \int_{t_1}^{t_2} U_M \sin \omega t \, dt + \int_{t_2}^{T/2} E' \, dt]$

$U_R moy = \frac{2}{T} [E' (t_1 - t_2 + \frac{T}{2}) + \frac{U_M}{\omega} (- \cos \omega t_2 + \cos \omega t_1)]$

Rappelons que : $t_2 - t_1 = t_4 - t_3 = \tau$; $t_1 = \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2}$; $t_2 = \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2}$; $\frac{E'}{U_M} = \cos \frac{\omega\tau}{2}$; $\omega T = 2\pi$

$U_R moy = \frac{2}{T} [E' (\frac{T}{2} - \tau) + 2 \frac{U_M}{\omega} \sin \frac{\omega\tau}{2}] = \frac{2U_M}{\pi} [\frac{\pi E'}{U_M} (\frac{1}{2} - \frac{\tau}{T}] + \sin \frac{\omega\tau}{2}]$

$$U_R moy = \frac{2U_M}{\pi} [\sin \omega \frac{\tau}{2} + \pi (\frac{1}{2} - \frac{\tau}{T}) \cos \omega \frac{\tau}{2}]$$

On pose $\omega\tau = \theta$; angle d'ouverture de la diode (D_1 ou D_2)

$$U_R moy = \frac{2U_M}{\pi} [\sin \frac{\theta}{2} + \frac{1}{2} (\pi - \theta) \cos \frac{\theta}{2}]$$

* Valeur moyenne de i_R

On sait que $v_R = R \, . \, i_R$ ou $i_R = \frac{1}{R} \, . \, v_R$ d'où $I_R moy = \frac{1}{R} V_R \, . \, moy$

Calculons $V_R moy$: $(v_R = u_1 - E')$

$V_R moy = \frac{2}{T} [\int_{t_1}^{t_2} u_1 \, dt - \int_{t_1}^{t_2} E' \, dt] = \frac{2}{T} [\frac{U_M}{\omega} (- \cos \omega t_2 + \cos \omega t_1) - E' (t_2 - t_1)]$

$V_R moy = \frac{2}{T} [\frac{U_M}{\omega} \sin \frac{\omega\tau}{2} - E'\tau] = \frac{2U_M}{\pi} [\sin \frac{\omega\tau}{2} - \pi \frac{\tau}{T} \frac{E'}{U_M}] = \frac{2U_M}{\pi} [\sin \omega \frac{\tau}{2} - \frac{\pi\tau}{T} \cos \frac{\omega\tau}{2}]$

$I_R moy = \frac{2U_M}{\pi R} [\sin \frac{\omega\tau}{2} - \frac{\pi\tau}{T} \cos \frac{\omega\tau}{2}]$ en remplaçant $\omega\tau$ par θ

$$I_R moy = \frac{2U_M}{\pi R} [\sin \frac{\theta}{2} - \frac{\theta}{2} \cos \frac{\theta}{2}]$$

En remarquant que $I_M = \frac{U_M - E'}{R} = \frac{U_M}{R}(1-\cos\frac{\theta}{2}) \Rightarrow \frac{U_M}{R} = I_M \frac{1}{(1-\cos\frac{\theta}{2})}$

$$\boxed{I_R moy = \frac{2I_M}{\pi} \cdot \frac{1}{(1-\cos\frac{\theta}{2})} \cdot [\sin\frac{\theta}{2} - \frac{\theta}{2}\cos\frac{\theta}{2}]}$$

* Valeur efficace de u_R :

$$U_R^2 = \frac{2}{T}\int_0^{T/2} u_R\,dt = \frac{2}{T}\int_0^{t_1} E'^2\,dt + \frac{2}{T}\int_{t_1}^{t_2} U_M^2 \sin^2\omega t\,dt + \frac{T}{2}\int_{t_2}^{T/2} E'^2\,dt$$

$$U_R^2 = \frac{2}{T}E'^2(t_1 - t_2 + \frac{T}{2}) + \frac{2}{T}\cdot\frac{U_M^2}{2}\int_{t_1}^{t_2}(1-\cos 2\omega t)\,dt$$

$$U_R^2 = \frac{2}{T}E'^2(\frac{T}{2} - \tau) + \frac{U_M^2}{T}\tau - \frac{U_M^2}{T}(\frac{1}{2\omega}\sin 2\omega t_2 - \frac{1}{2\omega}\sin 2\omega t_1)$$

$$= \frac{2}{T}E'^2(\frac{T}{2} - \tau) + U_M^2\frac{\tau}{T} + \frac{U_M^2}{2\pi}\sin\omega\tau$$

$$U_R^2 = 2U_M^2[\frac{E'^2}{U_M^2}(\frac{1}{2} - \frac{\tau}{T}) + \frac{\tau}{2T} + \frac{1}{4\pi}\sin\omega\tau] = 2U_M^2[(\cos^2\frac{\omega\tau}{2})(\frac{1}{2} - \frac{\tau}{T}) + \frac{\tau}{2T} + \frac{1}{4\pi}\sin\omega\tau]$$

$$U_R^2 = 2U_M^2[\frac{1}{4} + \frac{1}{2}(\frac{1}{2} - \frac{\tau}{T})\cos\omega\tau + \frac{1}{4\pi}\sin\omega\tau] \;;\; \frac{E'^2}{U_M^2} = \cos^2\frac{\omega\tau}{2} = \frac{1+\cos\omega\tau}{2}$$

$$U_R^2 = \frac{U_M^2}{2}[1 + (1 - \frac{2\tau}{T})\cos\omega\tau + \frac{1}{\pi}\sin\omega\tau]$$

$$\boxed{U_R = \frac{U_M}{\sqrt{2}}\sqrt{1 + (1 - \frac{2\tau}{T})\cos\omega\tau + \frac{1}{\pi}\sin\omega\tau}}$$

Pour $\theta = \omega\,\tau$ U_R devient

$$\boxed{U_R = \frac{U_M}{\sqrt{2}}\sqrt{1 + (1 - \frac{\theta}{\pi})\cos\theta + \frac{1}{\pi}\sin\theta}}$$

Vérification :

– Pour $\theta = 0$ (aucune diode ne s'ouvre c'est-à-dire $U_M = E' = u_R$)
on doit trouver $U_R = U_M = cte$

D'après la formule

$$U_R = \frac{U_M}{\sqrt{2}}\sqrt{1 + (1-0)\cdot 1 + \frac{1}{\pi}\cdot 0} = \frac{U_M}{\sqrt{2}}\cdot\sqrt{2} = U_M = U_R$$

– Pour $\theta = \pi$ (on se retrouve au cas du redressement double alternance sans f.c.e.m), on doit trouver $U_R = \frac{U_M}{\sqrt{2}}$

D'après la formule

$$U_R = \frac{U_M}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + (1 - \frac{\pi}{\pi})\ (-1) + \frac{1}{\pi} . 0} = \frac{U_M}{\sqrt{2}} . \sqrt{1}$$

$$U_R = \frac{U_M}{\sqrt{2}}$$

* Valeur efficace de i_R

$$i_R = \frac{1}{R} v_R \Rightarrow I_R = \frac{1}{R} V_R$$

On calcule V_R
Soit V_{1R} valeur efficace de v_{1R} en redressement simple alternance (avec f.c.e.m)
Soit V_{2R} valeur efficace de v_{2R} en redressement double alternance (avec f.c.e.m)
Pendant une période v_{1R} apparait une fois alors que v_{2R} apparait deux fois.

d'où $V_{2R} = \sqrt{2} . V_{1R}$

$$V_{1R} = \frac{U_M}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\theta}{\pi} + \frac{\theta}{2\pi} \cos\theta - \frac{3}{2\pi} \sin\theta}$$

$$V_{2R} = U_M \sqrt{\frac{\theta}{\pi} + \frac{\theta}{2\pi} \cos\theta - \frac{3}{2\pi} \sin\theta}$$

d'où $$\boxed{I_R = \frac{U_M}{R} \sqrt{\frac{\theta}{\pi} + \frac{\theta}{2\pi} \cos\theta - \frac{3}{2\pi} \sin\theta}}$$

Remarque importante :

Dans toutes les relations rencontrées θ est exprimé en radians (θ rd)

LEÇON 20

REDRESSEMENT TRIPHASE

I - INTRODUCTION :

Lorsque la puissance exploitée du côté continu augmente on remplace les redresseurs monophasés par des redresseurs triphasés. Leur emploi a l'avantage d'avoir une tension continue quasi-constante ce qui permet d'améliorer la composante continue (quantité et qualité) du signal redressé.
Dans l'étude qui suit on considère que les diodes utilisées sont idéales.

II - REDRESSEMENT SIMPLE ALTERNANCE :

1 - SCHEMA DE MONTAGE :

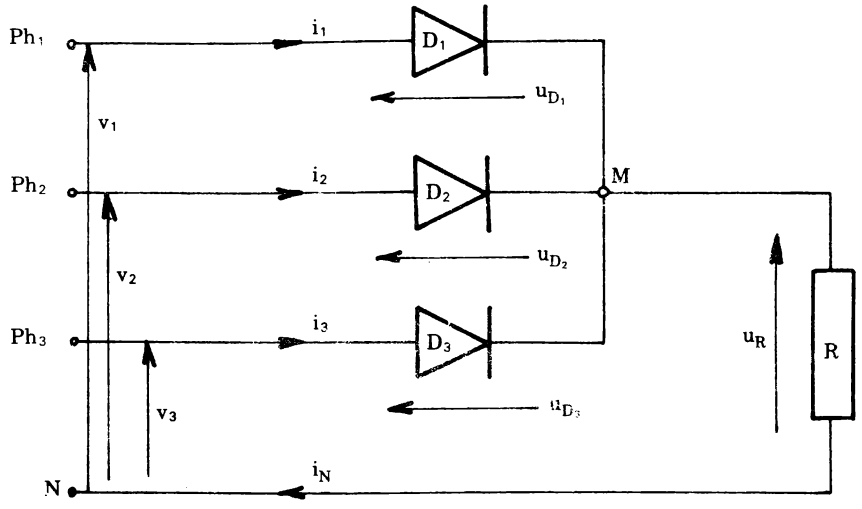


Fig. 161

2 - ANALYSE DE FONCTIONNEMENT :

Le réseau étant triphasé (trois phases avec neutre), il délivre trois tensions simples formant un système triphasé équilibré :

$v_1 = u_{D_1} + u_R$
$v_2 = u_{D_2} + u_R$
$v_3 = u_{D_3} + u_R$

– Lorsque D_1 conduit $\Rightarrow u_{D_1} = 0$ et $u_R = v_1$

d'où $u_{D_2} = v_2 - v_1$ (tension entre phase 2 et phase 1)
et $u_{D_2} = v_3 - v_1$ (tension entre phase 3 et phase 1)

– Lorsque D_2 conduit $\Rightarrow u_{D_2} = 0$ et $u_R = v_2$
d'où $u_{D_1} = v_1 - v_2$ (tension entre phase 1 et phase 2)
et $u_{D_3} = v_3 - v_2$ (tension entre phase 3 et phase 2)

– Lorsque D_3 conduit $\Rightarrow u_{D_3} = 0$ et $u_R = v_3$
d'où $u_{D_1} = v_1 - v_3$ (tension entre phase 1 et phase 3)
et $u_{D_2} = v_2 - v_3$ (tension entre phase 2 et phase 3)

On remarque que lorsque une diode conduit. les deux autres sont soumises à une tension inverse égale à la tension composée dont sa valeur maximale est $V_M \sqrt{3}$

d'où

$$U_{in.max\ D_1} = U_{in.max\ D_2} = U_{in.max\ D_3} = V_M \sqrt{3}$$

Pour bien comprendre le phénomène de conduction des diodes, plaçons les différentes tensions sur un tableau en fonction du temps et en fonction des tensions simples v_1, v_2 et v_3.

t / u	0	$\frac{T}{12}$	$\frac{2T}{12}$	$\frac{3T}{12}$	$\frac{4T}{12}$	$\frac{5T}{12}$	$\frac{6T}{12}$	$\frac{7T}{12}$	$\frac{8T}{12}$	$\frac{9T}{12}$	$\frac{10T}{12}$	$\frac{11T}{12}$	T
u_R	v_3	v_1	v_1	v_1	v_1	v_2	v_2	v_2	v_2	v_3	v_3	v_3	
u_{D_1}	$v_1 - v_3$	0	0	0	0	$v_1 - v_2$	$v_1 - v_2$	$v_1 - v_2$	$v_1 - v_2$	$v_1 - v_3$	$v_1 - v_3$	$v_1 - v_3$	
u_{D_2}	$v_2 - v_3$	$v_2 - v_1$	$v_2 - v_1$	$v_2 - v_1$	$v_2 - v_1$	0	0	0	0	$v_2 - v_3$	$v_2 - v_3$	$v_2 - v_3$	
u_{D_3}	0	$v_3 - v_1$	$v_3 - v_1$	$v_3 - v_1$	$v_3 - v_1$	$v_3 - v_2$	$v_3 - v_2$	$v_3 - v_2$	$v_3 - v_2$	0	0	0	

3 – COURBES :

Courbes des tensions

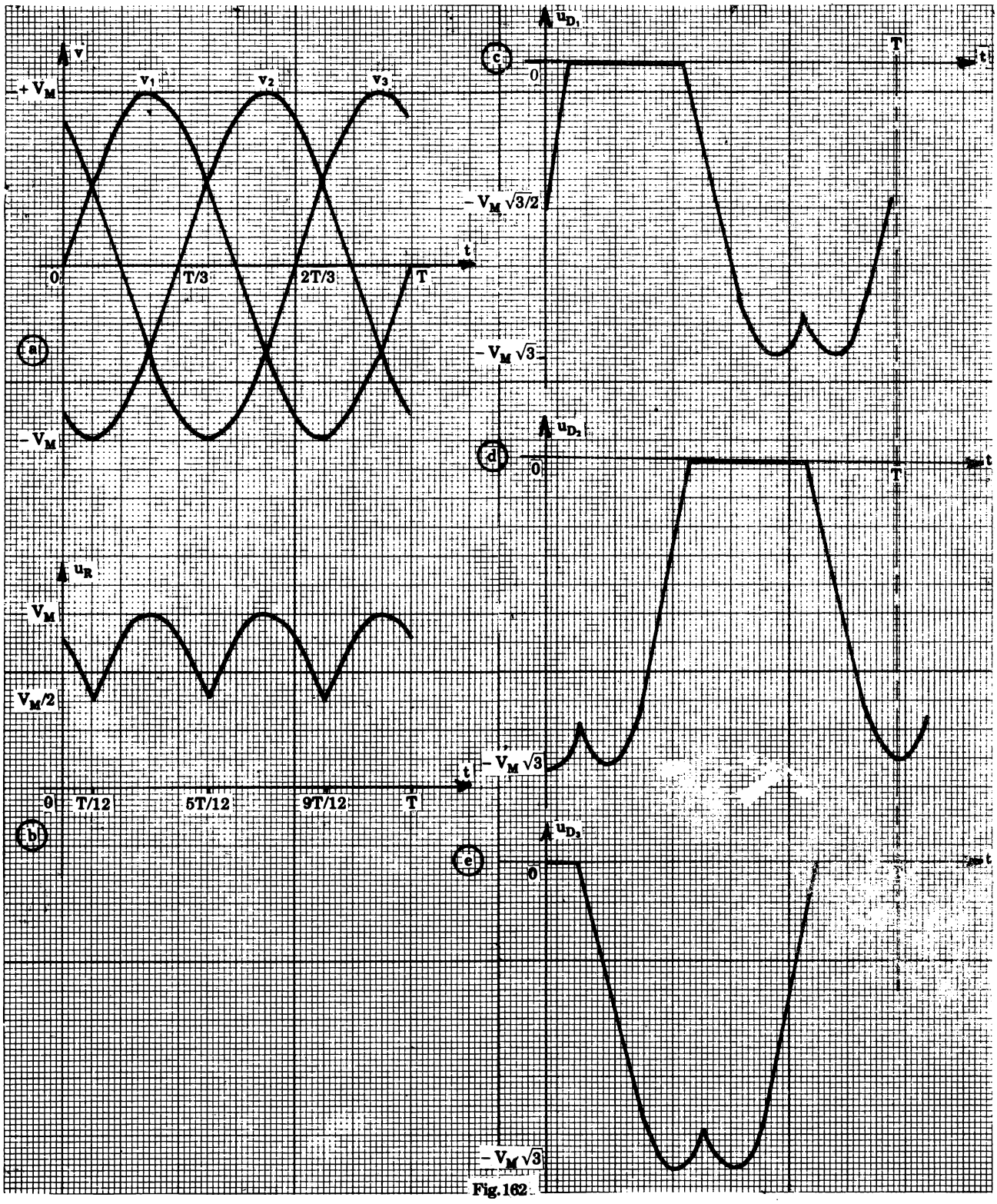


Fig. 162

Courbes des courants

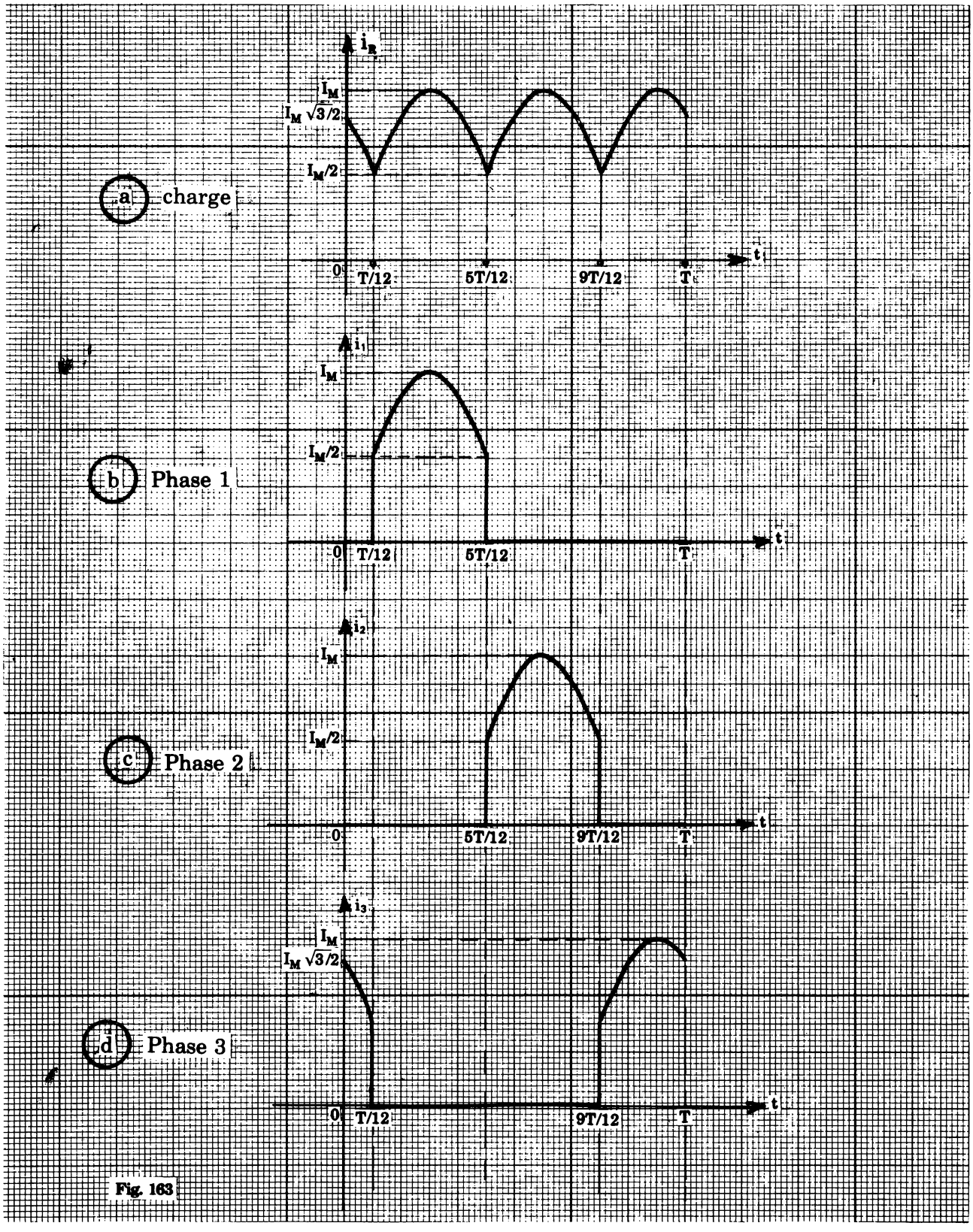


Fig. 163

4 – VALEURS MOYENNE ET EFFICACE DE u_R :

a) Valeur moyenne :

$V_R moy = \frac{1}{T'} \int_0^{T'} u_R(t) \, . \, dt$ avec T' période de u_R

D'après la figure 162 – b la période de u_R est : $T' = \frac{T}{3}$

* $0 < t < \frac{T}{12}$ et $\frac{9T}{12} < t < T$ $\quad u_R = v_3$

* $\frac{T}{12} < t < \frac{5T}{12}$ $\quad u_R = v_1$

* $\frac{5T}{12} < t < \frac{9T}{12}$ $\quad u_R = v_2$

d'où $U_R moy = \frac{3}{T} [\int_0^{T/12} v_3 \, dt + \int_{9T/12}^{T} v_3 \, dt]$

$= \frac{3}{T} \int_{T/12}^{5T/12} v_1 \, dt = \int_{5T/12}^{9T/12} v_2 \, dt$

avec $v_1 = V_M \sin \omega t$

$v_2 = V_M \sin (\omega t - \frac{2\pi}{3})$

$v_3 = V_M \sin (\omega t - \frac{4\pi}{3})$

$U_R moy = \frac{2}{T} \int_{T/12}^{5T/12} V_M \sin \omega t \, . \, dt = \frac{3V_M}{T} [-\frac{1}{\omega} \cos \omega t]_{T/12}^{5T/12}$

$U_R moy = \frac{3V_M}{\omega T} (- \cos \omega \frac{5T}{12} + \cos \frac{\omega T}{12}) = \frac{3V_M}{2\pi} (- (-\frac{\sqrt{3}}{2}) + \frac{\sqrt{3}}{2})$

$U_R moy = \frac{3V_M}{2\pi} \sqrt{3}$ $\boxed{U_R moy = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_M}$

b – Valeur efficace de u_R :

$U_R^2 = \frac{3}{T} \int_{T/12}^{5T/12} v_1^2 \, dt = \frac{3}{T} V_M^2 \int_{T/12}^{5T/12} \sin^2 \omega t \, . \, dt$

$U_R^2 = \frac{3V_M^2}{T} \int_{T/12}^{5T/12} \frac{1}{2} (1 - \cos 2\omega t) \, dt = \frac{3V_M^2}{T} [\frac{1}{2} (t)_{T/12}^{5T/12} - \frac{1}{2\omega} (\sin 2\omega t)_{T/12}^{5T/12}]$

$U_R^2 = \frac{3V_M^2}{T} [\frac{1}{2} \times \frac{42}{1T} - \frac{1}{2\omega} (\sin \frac{10\omega T}{12} - \sin \frac{3V_M^2}{12} = \frac{3V_M^2}{T} [\frac{T}{6} + \frac{2\sqrt{3}}{2\omega}]$

$U_R^2 = V_M^2 [\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}] \Rightarrow \boxed{U_R = V_M \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}}}$

III - REDRESSEMENT DOUBLE ALTERNANCE

1 - SCHEMA :

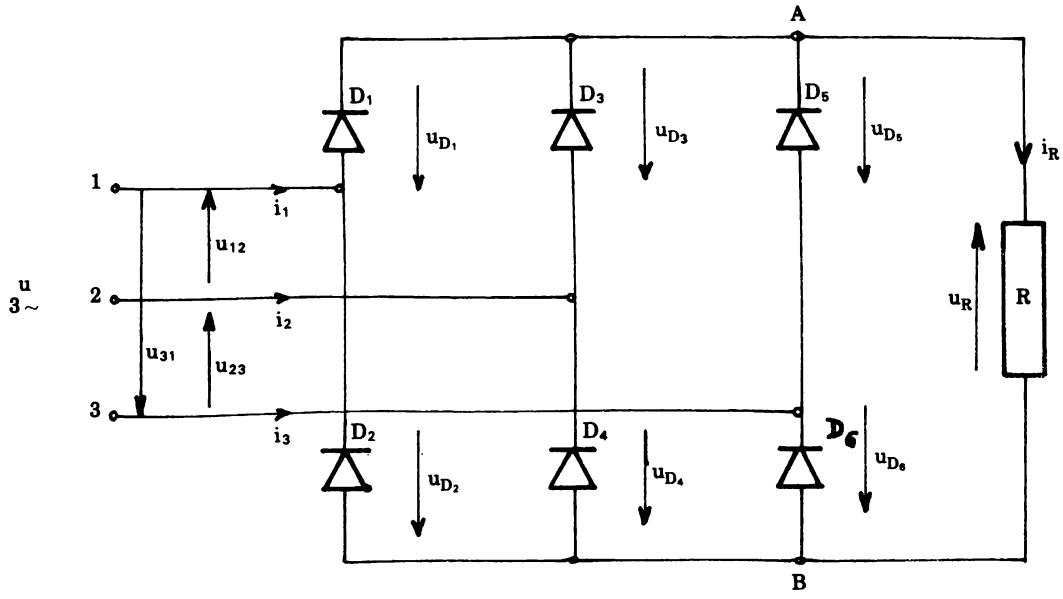


Fig.164

2 - FONCTIONNEMENT : (fig.165)

Le réseau fournit trois tensions composées

$u_{12} = U_M \sin \omega t$, $u_{23} = U_M \sin (\omega t - \frac{2\pi}{3})$, $u_{31} = U_M \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3})$

avec $u_{12} + u_{23} + u_{31} = 0$ à tout instant.

Les diodes conduisent deux à deux, en effet il y a six cas à considérer :

* $u_{12} > u_{23}$ et $u_{12} > u_{31}$: D_1 et D_4 conduisent

  D_1 reçoit le plus haut potentiel sur son anode alors que D_4 reçoit le plus bas potentiel sur sa cathode, les autres diodes sont bloquées .

- $u_{23} > u_{12}$ et $u_{23} > u_{31}$: D_3 et D_6 conduisent

  D_3 reçoit le plus haut potentiel sur son anode alors que D_6 reçoit le plus bas potentiel sur sa cathode.

- $u_{31} > u_{12}$ et $u_{31} > u_{23}$: D_5 et D_2 conduisent

  D_5 reçoit le plus haut potentiel sur son anode alors que D_2 reçoit le plus bas potentiel sur sa cathode.

- $u_{12} < u_{23}$ et $u_{12} < u_{31}$: D_3 et D_2 conduisent

  D_2 reçoit le plus bas potentiel sur sa cathode alors que D_3 reçoit le plus haut potentiel sur son anode

- $u_{23} < u_{12}$ et $u_{23} < u_{31}$: D_5 et D_4 conduisent D_4 reçoit le plus bas potentiel sur sa cathode alors D_5 reçoit le plus haut potentiel sur son anode.

- $u_{31} < u_{12}$ et $u_{31} < u_{23}$: D_1 et D_6 conduisent
  D_6 reçoit le plus bas potentiel sur sa cathode
  D_1 reçoit le plus haut potentiel sur son anode.
  Grâce à D_1, D_3 et D_5 le point A est porté toujours au plus haut potentiel.
  Et grâce à D_2, D_4 et D_6 le point B est porté toujours au plus bas potentiel.
  La charge étant placée entre a et B, sa d.d.p a une polarité conservée (+ en A et – en B)
  $v_A - v_B = u_R$ toujours positive.

3 – EQUATIONS :

D'après la loi des mailles :

$$u_{12} = u_{D_1} + u_R + u_{D_4} = -u_{D_3} - u_R - u_{D_2} \quad (1)$$
$$u_{23} = u_{D_3} + u_R + u_{D_6} = -u_{D_5} - u_R - u_{D_4} \quad (2)$$
$$u_{31} = u_{D_5} + u_R + u_{D_2} = -u_{D_1} - u_R - u_{D_6} \quad (3)$$

$$u_{D_1} + u_{D_2} + u_R = 0 \quad (4)$$
$$u_{D_3} + u_{D_4} + u_R = 0 \quad (5)$$
$$u_{D_5} + u_{D_6} + u_R = 0 \quad (6)$$

* $0 < t < \frac{T}{6}$, $u_{23} < u_{31}$ et $u_{23} < u_{12}$: D_5 et D_4 conduisent

$u_{D_5} = u_{D_4} = 0$ et $u_R = -u_{23}$

on peut déduire la d.d.p aux bornes des autres diodes
d'après les équations précédentes :

Exemple : $u_{D_5} = 0$ d'après (6) $\Rightarrow u_{D_6} = u_{23}$ (car $u_R = -u_{23}$)
$u_{D_3} = -u_R$ d'après (5), $u_{D_3} = +u_{23}$

* $\frac{T}{6} < t < \frac{2T}{6}$: $u_{12} > u_{23}$ et $u_{12} > u_{31}$: D_1 et D_4 conduisent
  $u_{D_1} = u_{D_4} = 0$ et $u_R = u_{12}$

* $\frac{2T}{6} < T < \frac{3T}{6}$: $u_{31} < u_{12}$ et $u_{31} < u_{23}$: D_1 et D_6 conduisent
  $u_{D_1} = u_{D_6} = 0$ et $u_R = -u_{31}$

* $\frac{3T}{6} < t < \frac{4T}{6}$: $u_{23} > u_{12}$ et $u_{23} > u_{31}$: D_3 et D_6 conduisent
  $u_{D_3} = u_{D_6} = 0$ et $u_R = u_{23}$

* $\frac{4T}{6} < t < \frac{5T}{6}$: $u_{12} < u_{23}$ et $u_{12} < u_{31}$: D_3 et D_2 conduisent
  $u_{D_3} = u_{D_2} = 0$ et $u_R = -u_{12}$

* $\frac{5T}{6} < t < T : u_{31} > u_{12}$ et $u_{31} > u_{23}$: D_5 et D_2 conduisent

$u_{D_5} = u_{D_2} = 0$ et $u_R = u_{31}$

Après avoir déterminé la d.d.p aux bornes de chaque diode et pour chaque intervalle de temps d'après les équations précédentes, plaçons les résultats sur un tableau.

t / u	0	$\frac{T}{6}$	$\frac{2T}{6}$	$\frac{3T}{6}$	$\frac{4T}{6}$	$\frac{5T}{6}$	T
u_{D_1}	$-u_{31}$	0	0	u_{12}	u_{12}	$-u_{31}$	
u_{D_2}	$-u_{12}$	$-u_{12}$	u_{31}	u_{31}	0	0	
u_{D_3}	u_{23}	$-u_{12}$	$-u_{12}$	0	0	u_{23}	
u_{D_4}	0	0	$-u_{23}$	$-u_{23}$	u_{12}	u_{12}	
u_{D_5}	0	u_{31}	u_{31}	$-u_{23}$	$-u_{23}$	0	
u_{D_6}	u_{23}	u_{23}	0	0	$-u_{31}$	$-u_{31}$	
u_R	$-u_{23}$	u_{12}	$-u_{31}$	u_{23}	[illegible]	u_{31}	
diodes passantes	D_4 et D_5	D_1 et D_4	D_1 et D_6	D_3 et D_6	D_2 et D_3	D_2 et D_5	

Le tableau nous montre que lorsque deux diodes conduisent, les autres sont soumises à une tension inverse égale à la tension composée.

Donc la tension inverse maximale aux bornes de chaque diode est U_M

4 – COURBES

Courbes des tensions

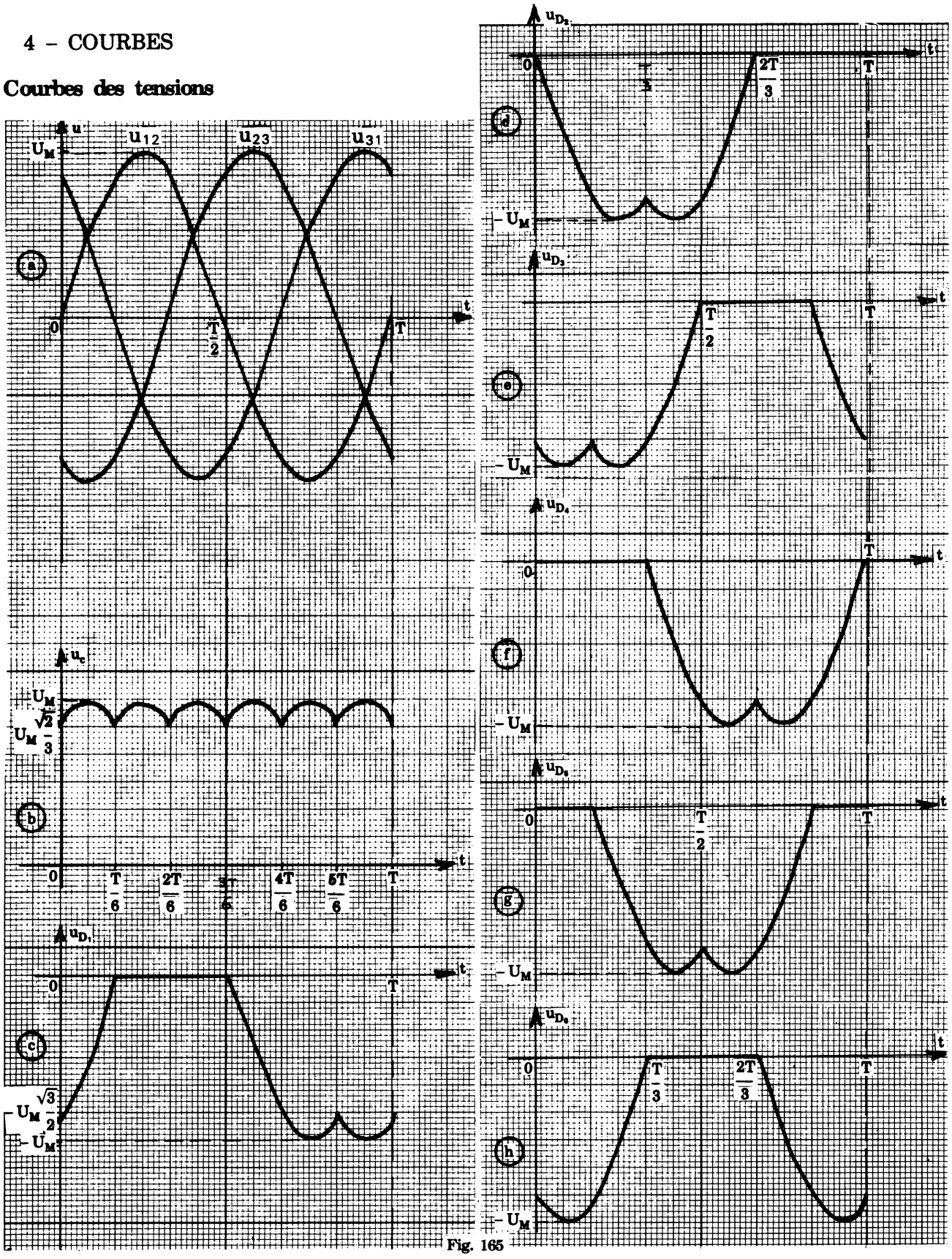


Fig. 165

Courbes des courants :

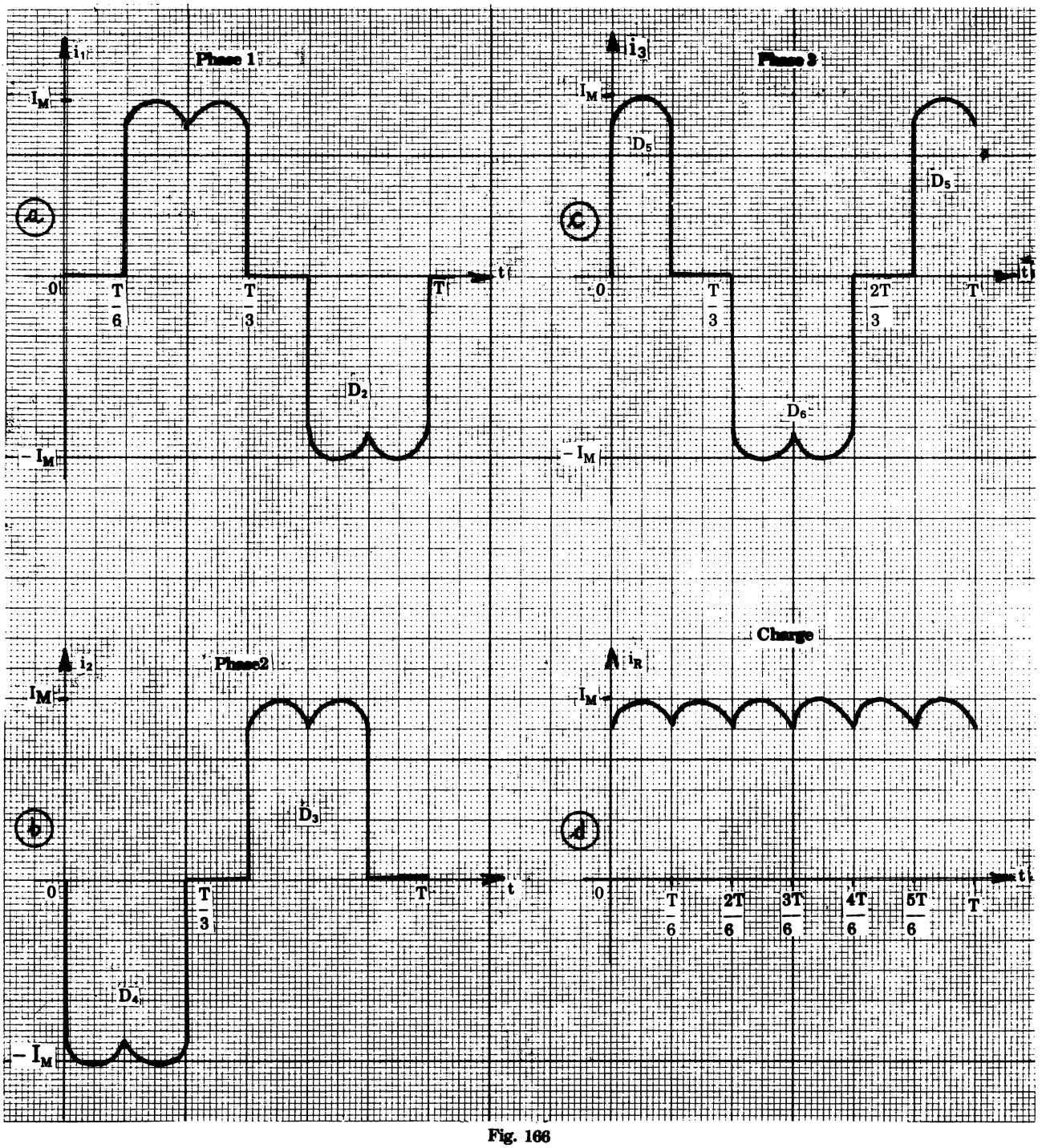


Fig. 166

Les diodes D_1, D_3 et D_5 ne laissent passer que les courants positifs des phases sur lesquelles elles sont branchées.

Les diodes D_2, D_4 et D_6 ne laissent passer que les courants négatifs des phases sur lesquelles elles sont branchées (voir figure 164).

5 – VALEURS MOYENNE ET EFFICACE DE u_R

a) Valeur moyenne :

$U_{R}.moy = \frac{1}{T'} \int_0^{T'} u_R(t)\, dt$ avec $T' = \frac{T}{6}$ (fig. 165 – b).

$* 0 < T < \frac{T}{6} \Rightarrow u_R = -u_{23}$

$* \frac{T}{6} < t < \frac{2T}{6} \Rightarrow u_R = u_{12}$

$* \frac{2T}{6} < t < \frac{3T}{6} \Rightarrow u_R = -u_{31}$

$* \frac{3T}{6} < t < \frac{4T}{6} \Rightarrow u_R = u_{23}$

$* \frac{4T}{6} < t < \frac{5T}{6} \Rightarrow u_R = -u_{12}$

$* \frac{5T}{6} < t < T \Rightarrow u_R = u_{31}$

La valeur moyenne de u_R dans ces six intervalles est la même.

Prenons par exemple l'intervalle $[\frac{3T}{6}, \frac{4T}{6}]$

$$U_R moy = \frac{6}{T} \int_{3T/6}^{4T/6} u_{23}\, dt \text{ avec } u_{23} = U_M \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})$$

$$U_R moy = \frac{6U_M}{T} \left(-\frac{1}{\omega} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3})\right)_{3T/6}^{4T/6}$$

$$= \frac{6U_M}{\omega T} \left[-\cos(\omega \frac{4T}{6} - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\omega \frac{3T}{6} - \frac{2\pi}{3})\right]$$

$$= \frac{3U_M}{\pi}$$

$$\boxed{U_R moy = \frac{3}{\pi} U_M}$$

b – Valeur efficace :

Comme la valeur moyenne, la valeur efficace de u_R prend la même valeur dans les six intervalles de temps indiqués ci-dessous.

Prenons par exemple l'intervalle $[\frac{4T}{6}, \frac{5T}{6}]$

$$U_R = \sqrt{\frac{6}{T} \int_{4T/6}^{5T/6} (-u_{12})^2\, dt}$$

ou $U_R^2 = \frac{6}{T} \int_{4T/6}^{5T/6} U_M^2 \sin^2\omega t\, dt$ avec $\sin^2\omega t = \frac{1 - \cos 2\omega t}{2}$

$$\frac{6U_M^2}{T} \left[\frac{1}{2}(t)_{4T/6}^{5T/6} - \frac{1}{4\omega}(\sin 2\omega t)_{4T/6}^{5T/6}\right] = \frac{6U_M^2}{T} \left[\frac{T}{12} - \frac{1}{4\omega}(-\sqrt{3})\right]$$

$$U_R = U_M^2 \left[\frac{1}{2} + \frac{6\sqrt{3}}{8\pi}\right] = U_M^2 \left[\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}\right]$$

$$\boxed{U_R = U_M \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}}}$$

EXERCICES

Exercice 17 :

On désire charger une batterie de f.e.m. E = 24 V et de résistance interne r = 1 Ω à l'aide d'une diode à jonction et un transformateur 220/48 V.

1) Déterminer la résistance R qu'il faut placer dans le circuit pour que la valeur maximale du courant I_M ne dépasse pas 10 A.

2) Trouver l'angle d'ouverture de la diode.

3) Calculer la puissance absorbée par R.

4) Quelle est la valeur moyenne de la tension aux bornes de la batterie.

5) Quelle est la tension inverse maximale aux bornes de la diode.

Solution :

1) Calcul de R

On sait que $u = E' + (R + r)i \Rightarrow U_M = E' + (R + r)\ I_M$

d'où $R = \dfrac{U_M - E' - rI_M}{I_M} = \dfrac{48\sqrt{2} - 24 - 10}{10} = 3{,}38$

$$\boxed{R = 3{,}38\ \Omega}$$

2) Angle d'ouverture

On sait que $\dfrac{E'}{U_M} = \cos\dfrac{\omega\tau}{2}$, $\omega\tau = \theta$

d'où $\dfrac{E'}{U} = \cos\dfrac{\theta}{2} \Rightarrow \theta = 2\ \text{Arcs cos}\dfrac{E'}{U} = 2\ \text{Arc cos}\dfrac{\sqrt{2}}{4}$

$$\boxed{\theta = 2{,}418\ \text{rd}}$$

3) Puissance absorbée par R

$P = RI^2 = 3{,}38\ I^2$

avec $I = \dfrac{U_M}{(R+r)\sqrt{2}}\sqrt{\dfrac{\theta}{\pi} + \dfrac{\theta}{2\pi}\cos\theta - \dfrac{3}{2\pi}\sin\theta}$

$$I^2 = \frac{U_M^2}{2(R+r)^2}\left(\frac{\theta}{\pi} + \frac{\theta}{2\pi}\cos\theta - \frac{3}{2\pi}\sin\theta\right)$$

$$I^2 = \frac{2\times 48^2}{2\,.\,(4{,}38)^2}\left(\frac{2{,}418}{\pi} + \frac{2{,}418}{2\pi}\cos 2{,}418 - \frac{3}{2\pi}\sin 2{,}418\right)$$

$$I^2 = 120{,}09\,[\,0{,}769 + 0{,}384\,.\,(-0{,}749) - 0{,}477\times 0{,}662\,]$$

$I^2 = 120{,}09\ [\ 0{,}167\ ] = 20{,}05\ A^2$

$P = 3{,}38 \times 20{,}05 = 67{,}78\ W$

4) Valeur moyenne de la tension batterie

On sait que $u = E' + (r + R)i = E' + ri + Ri$

$= u_{Bat} + v_R$

$u_{Bat} = E' + ri \Rightarrow U_{Bat}moy = E' + r\ Imoy$

* Calcul de Imoy

$$Imoy = \frac{U_M}{\pi(r+R)} \left(\sin\frac{\theta}{2} - \frac{\theta}{2}\cos\frac{\theta}{2}\right)$$

avec $U_M = 48\sqrt{2}$ V, $r = 1\ \Omega$, $R = 3{,}38\ \Omega$, $\theta = 2{,}418$ rd

$$\text{d'où } Imoy = \frac{48\sqrt{2}}{\pi(1+3{,}38)} \left(\sin\frac{2{,}418}{2} - \frac{2{,}418}{2}\cos\frac{2{,}418}{2}\right)$$

$$Imoy = \frac{48\sqrt{2}}{\pi \,.\, 4{,}38} (\sin 1{,}209 - 1{,}209 \cos 1{,}209)$$

$$= 4{,}9357(0{,}9352 - 0{,}4279) = 2{,}503 \simeq 2{,}5$$

$$\boxed{Imoy = 2{,}5\ A}$$

* Calcul de U_{Bat} moy

$U_{Bat}moy = E' + r\ Imoy = 24 + 1 \times 2{,}5 = 26{,}5$ V

5) Tension inverse maximale de la diode :

$U_{in\ max}D = U_M + E' = 48\sqrt{2} + 24 = 91{,}88$ V

$$\boxed{U_{in\ max}D = 91{,}88\ V}$$

Exercice 18 :

Une résistance est alimentée par un pont de Graëtz en triphasé. On place aux bornes de cette résistance un voltmètre à cadre mobile et en série avec chaque phase un ampèremètre ferromagnétique.

Sachant que la résistance vaut 200 Ω et que la tension entre phases vaut 380 V (valeur efficace), on demande calculer :

1) La tension mesurée par le voltmètre

2) Le courant mesuré par chaque ampèremètre

3) La diode D_1 est défectueuse (elle est coupée dans les deux sens), calculer les nouvelles valeurs mesurées par les appareils.

CHAPITRE X

FILTRAGE D'UNE TENSION REDRESSEE

LEÇON 21

I – NECESSITE :

La tension ondulée (fournie par un redresseur) est destinée pour alimenter des récepteurs fonctionnant normalement en courant continu.
Pour être exploitable, elle doit être filtrée, c'est à dire transformée en une tension pratiquement constante dans le temps.
Sans filtrage, la tension ondulée offre à ces récepteurs un fonctionnement anormal : variation du point de fonctionnement autour de la valeur moyenne, diminution du rendement et bruit indésirable dans les postes TV – Radio.

II – DECOMPOSITION D'UNE TENSION ONDULEE

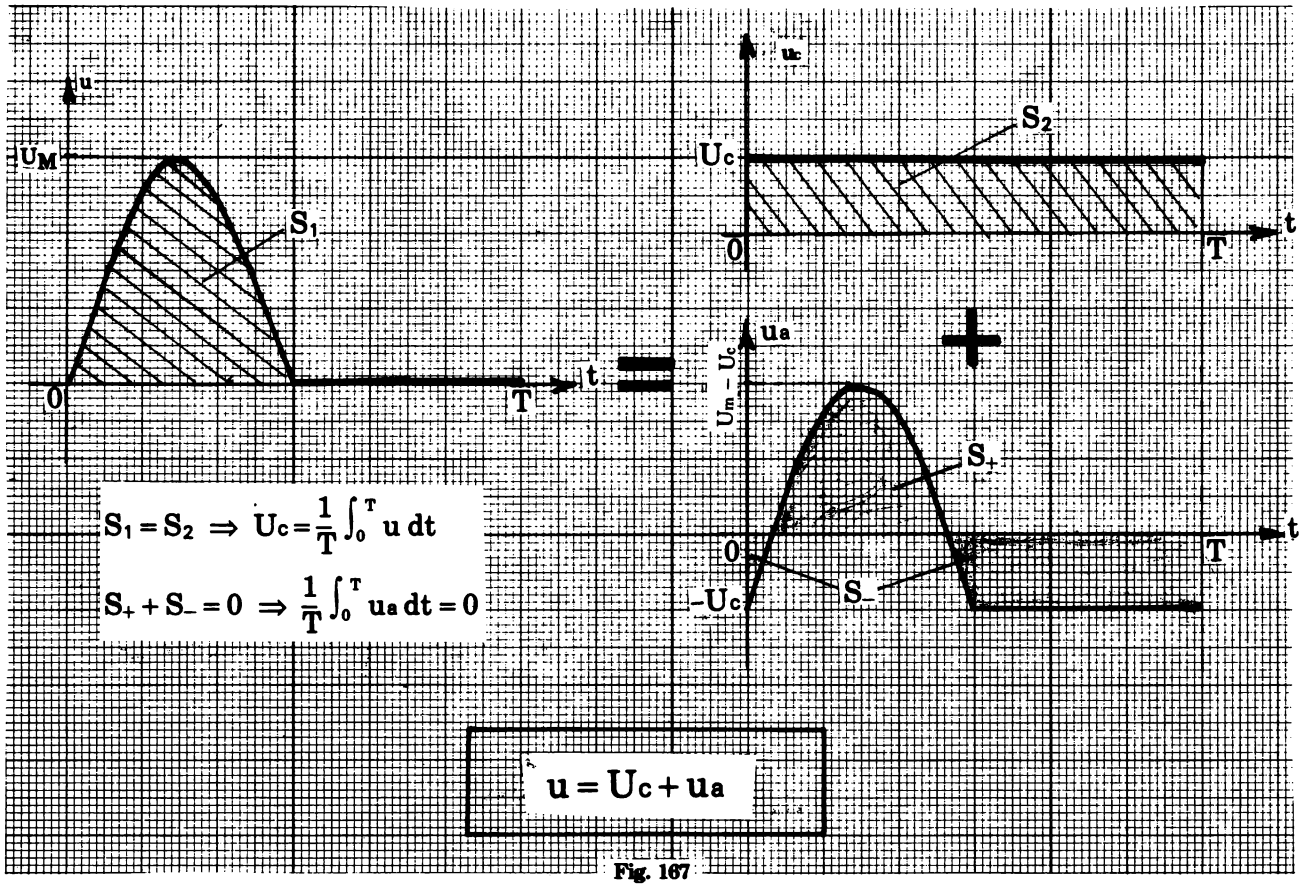


Fig. 167

Une tension ondulée périodique est équivalente à la somme d'une tension continue (U_c) qui est égale à sa valeur moyenne et une tension alternative (u_a) appelée tension d'ondulation.

$$u = U_c + u_a$$

avec $U_c = \frac{1}{T}\int_0^T u \,.\, dt$ et $\frac{1}{T}\int_0^T u_a \, dt = 0$

Le but du filtrage est d'atténuer la composante alternative pour que la tension obtenue soit très proche d'une tension continue.

III - FILTRES

1 - DEFINITION D'UN FILTRE :

Un filtre est un circuit électrique constitué d'éléments passifs (R, L, C).
Il ne laisse passer qu'un signal électrique de fréquence (ou dont la fréquence appartient à une bande de fréquences) déterminée.

2 - DIFFÉRENTS TYPES :

On rencontre :

- Les filtres passe-bas
- Les filtres passe-haut
- Les filtres passe-bande

On s'intéressera uniquement à l'étude des filtres passe-bas.

IV - ETUDE DES FILTRES PASSE-BAS :

1 - DEFINITION :

Un filtre passe-bas est un filtre qui ne laisse passer que les signaux à basse fréquence.
Pour cela il doit être constitué :

- d'éléments en série dont l'impédance est proportionnelle à la fréquence.
- d'éléments en parallèle dont l'impédance est inversement proportionnelle à la fréquence.

2 - FRÉQUENCE DE COUPURE D'UN FILTRE :

La fréquence de coupure d'un filtre passe-bas est la fréquence f_0 à partir de laquelle ce filtre arrête les signaux de fréquence supérieure et laisse passer les signaux de fréquence inférieure.

Donc pour être efficace , un filtre doit avoir une fréquence de coupure inférieure à la fréquence du signal à filtrer.

- DIFFERENTS MONTAGES :

a - Filtres simples :

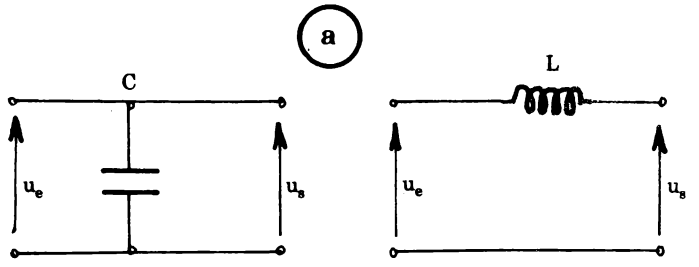


Fig.168

b - Filtres en L (ou en Γ)

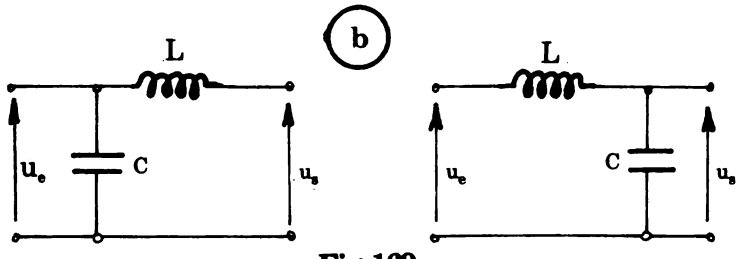


Fig.169

c - Filtres en T :

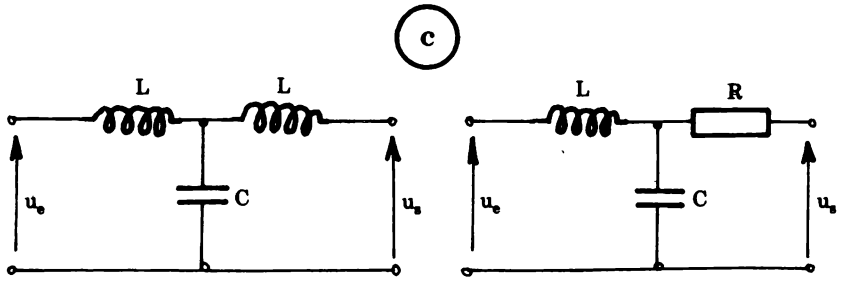


Fig.170

d - Filtres en π :

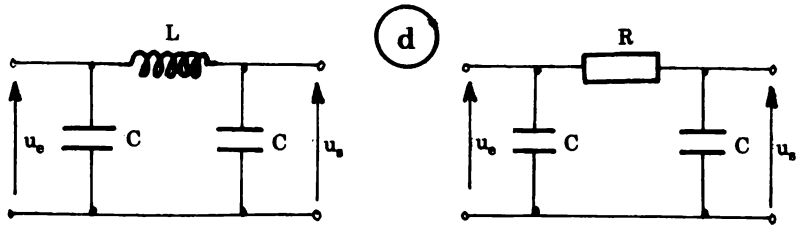


Fig.171

V - ETUDE D'UN FILTRE :

1 - SCHÉMA :

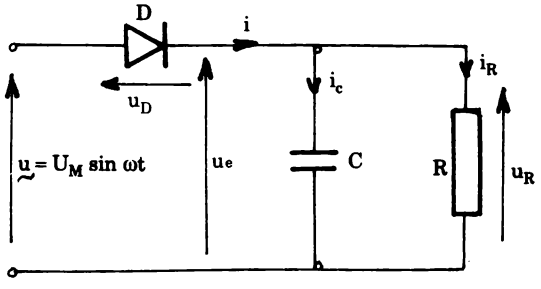


Fig.172

2 - ANALYSE DE FONCTIONNEMENT :

Soient θ l'angle d'ouverture de la diode et α son angle de fermeture.

a) entre θ et $\frac{\pi}{2}$ $(\theta < \omega t < \frac{\pi}{2})$

La diode conduit : $u_e = u = U_M \sin \omega t$
Le condensateur se charge sous la tension u.

$i = i_c + i_R$ avec $i > 0$, $i_c > 0$, $i_R > 0$ $\Rightarrow$ $|i| = |i_c| + |i_R|$; la source débite dans C et dans R.

b) entre $\frac{\pi}{2}$ et α $(\frac{\pi}{2} < \omega t < \alpha)$

La diode conduit : $u_e = u = U_M \sin \omega t$
Le condensateur commence à se décharger exponentiellement dans R.

$i = i_c + i_R$ avec $i > 0$, $i_c < 0$, $i_R > 0$ $\Rightarrow$ $|i_R| = |i_c| + |i|$; la source et C débitent dans R.

c) entre α et $\theta + 2\pi$ $(\alpha < \omega t < \theta + 2\pi)$

La diode est bloquée : u_e n'est plus sinusoïdale.
Le condensateur continue à se décharger dans R

$i = i_R + i_c = 0$ avec $i = 0$, $i_R > 0$, $i_c < 0$ $\Rightarrow$ $|i_R| = |i_c|$; le condensateur débite seul dans R.

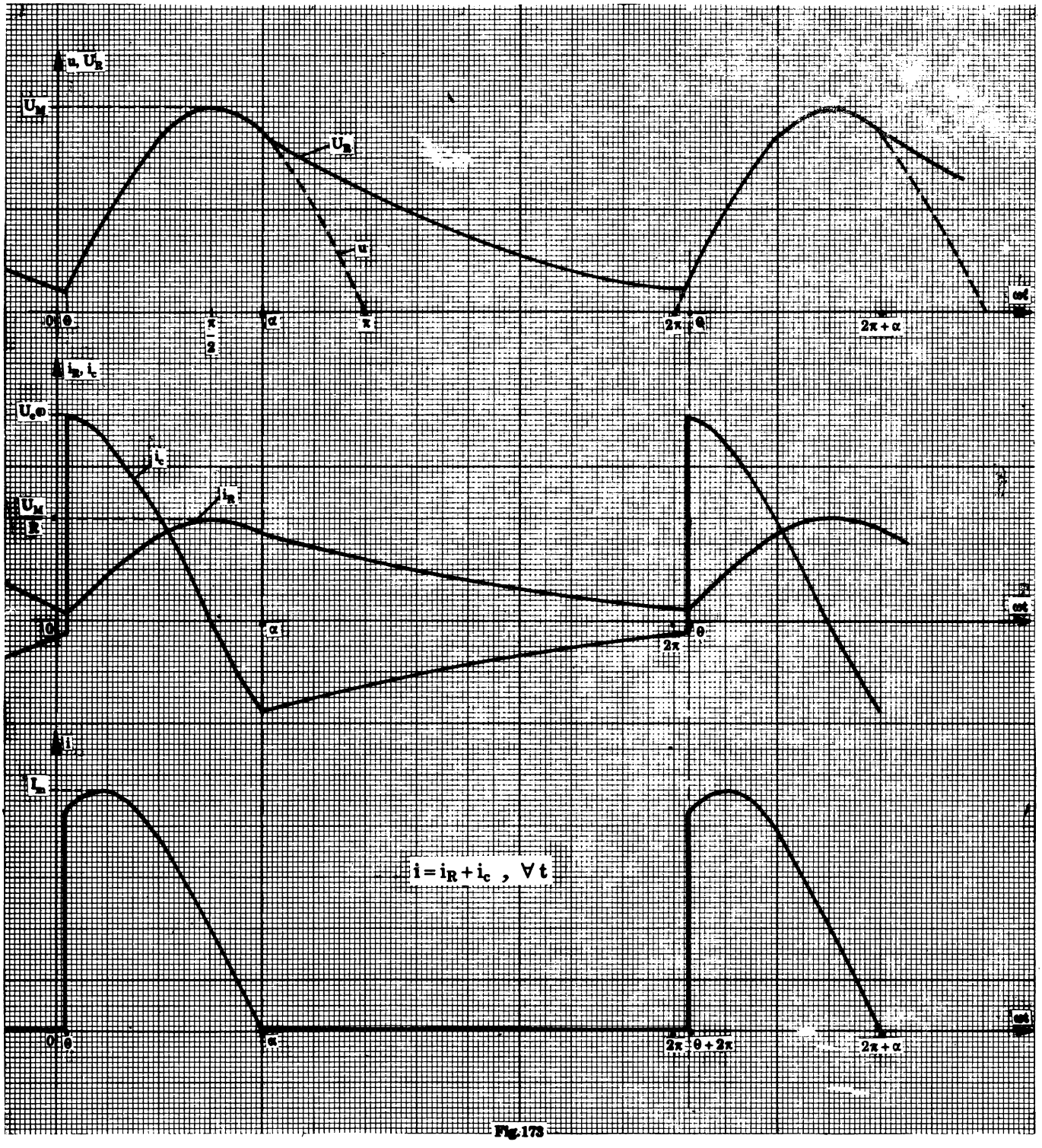

u, U_R
U_M
U_R
u
0
θ
$\frac{\pi}{2}$
α
π
$2\pi + \theta$
$2\pi + \alpha$
ωt
i_R, i_c
U_{c0}
i_c
i_R
$\frac{U_M}{R}$
0
θ
α
2π
θ
ωt
i_{cc}
I_m
$i = i_R + i_c$, $\forall t$
0
θ
α
2π
$\theta + 2\pi$
$2\pi + \alpha$
ωt

Fig.173

3 – INFLUENCE DE C SUR LA TENSION DE CHARGE :

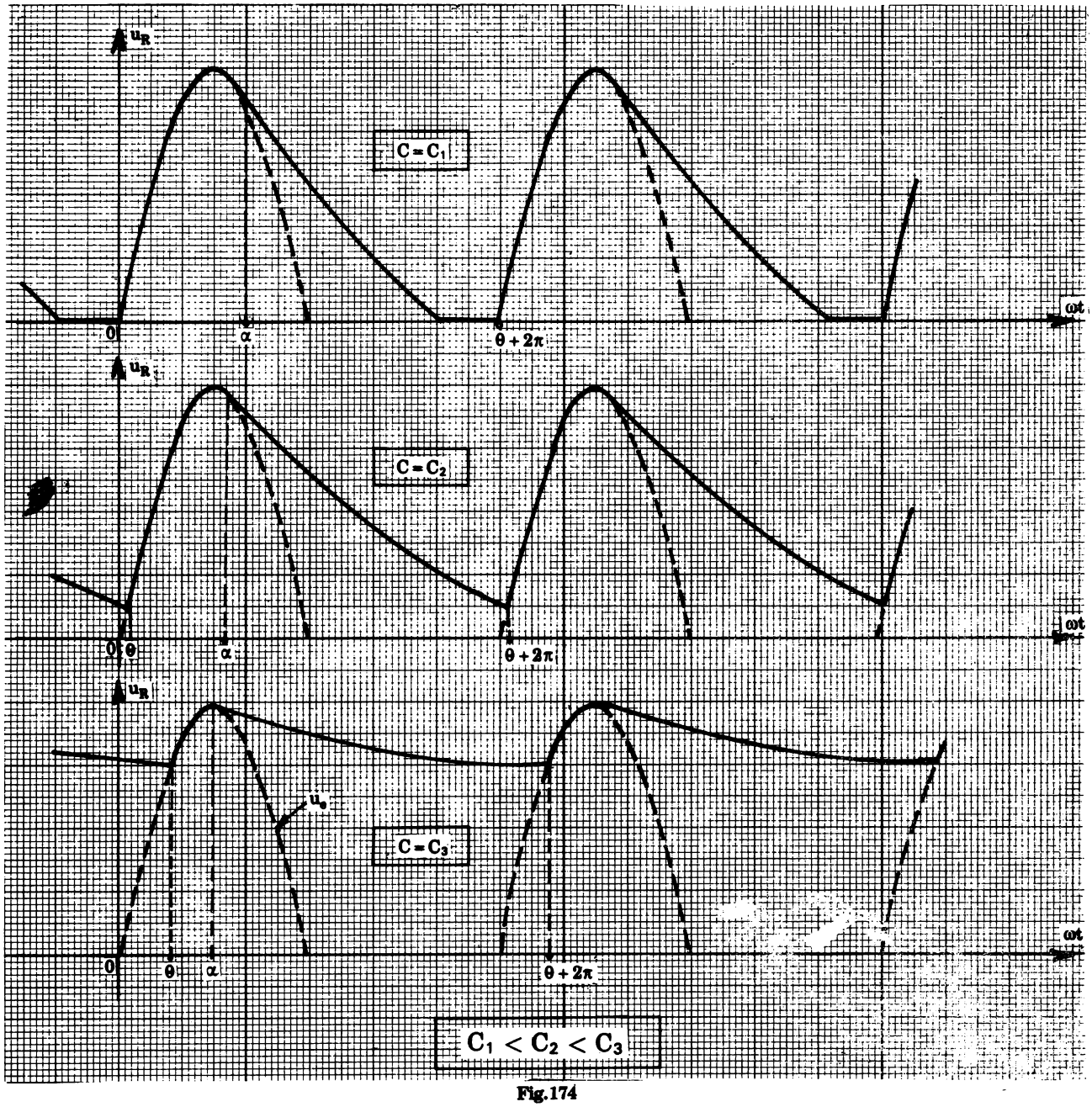


Fig.174

On conclut qu'il suffit de prendre une valeur suffisamment élevée de la capacité pour obtenir une tension pratiquement continue.

4 – TENSION INVERSE AUX BORNES DE LA DIODE :

On sait que $u = u_R + u_D$, lorsque la diode ne conduit pas pas ($u_D \neq 0$) on a

$u_D = u - u_R < 0$ car $u_R > u$

Quand C est suffisamment grand $u_R \simeq U_M = cte$

u_D devient $u_D = u - U_M$ (voir figure 172)

d'où $u_{Din}max = (u)_{max} - U_M$

$(u)_{max} = - U_M$ (alternance négative)

$U_{inD}max = - U_M - U_M = - 2U_M$, $\boxed{U_{in\,D\,max} = - 2U_M}$

Donc l'emploi des filtres impose l'utilisation des diodes supportant une tension inverse égale au moins deux fois la tension maximale de la source.

5 – CALCUL PRATIQUE DE LA VALEUR DE C :

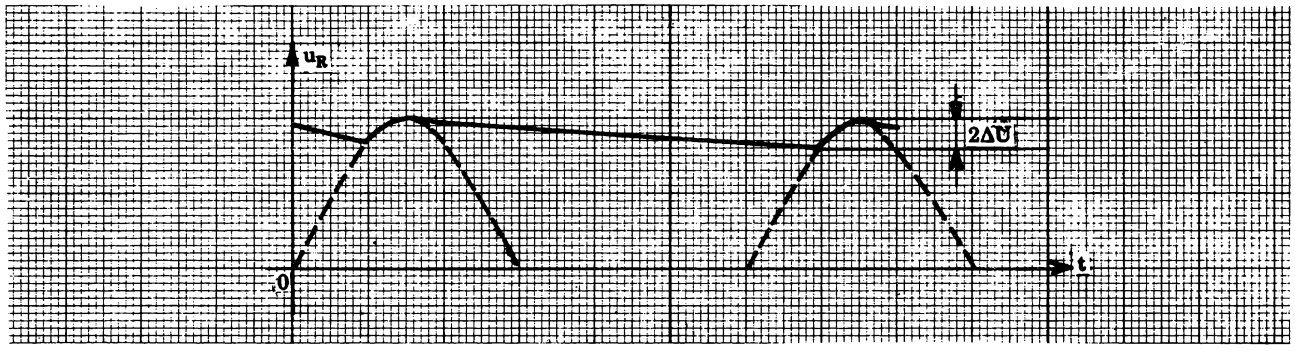


Fig.175

Appelons $2\Delta U$ la valeur de la tension d'ondulation mesurée crête à crête.
Pour $RC >> T$ (C très grand) on a :

$$2\Delta U = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_M T}{C} \text{ avec } I_M = \frac{U_M}{R} \; ; \; 2\Delta U = \frac{U_M}{RC} \cdot T$$

$$\text{Or } T = \frac{1}{f} \Rightarrow 2\Delta U = \frac{U_M}{RCf} \text{ ou } \boxed{\frac{2\Delta U}{U_M} = \frac{1}{RCf}}$$

En pratique on estime que $\frac{2\Delta U}{U_M}$ ne dépasse pas 10 %

$$\frac{2\Delta U}{U_M} \cdot \frac{1}{RCf} = 0{,}1 \Rightarrow 0{,}1\,RCf = 1 \Rightarrow C = \frac{1}{0{,}1\,Rf}$$

– pour une fréquence 50 Hz $\boxed{C = \frac{1}{5R}}$

– pour une fréquence 100 Hz (redressement 1 ~ double alternance à 50 Hz)

$$\boxed{C = \frac{1}{10R}}$$

CHAPITRE XI

LE TRANSISTOR A JONCTION

LEÇON 22

I - INTRODUCTION :

Il fût mis au point par les américains Schockley, Bardeen et Brattain, d'abord sous forme de transistor à pointes (même procédé que la diode à pointe). Les progrès techniques ont ensuite permis la fabrication du transistor à jonction (objet de ce chapitre) qui, avec ses avantages multiples, notamment plus petit et moins cher, a pu remplacer presque tous les tubes électroniques au bout de quelques dizaines d'années.

Le transistor a permis l'essor actuel de l'électronique, grâce surtout, à la miniaturisation des circuits électroniques.

II - PRESENTATION :

Le transistor se présente commun boitier ayant 3 électrodes :

- 1ère électrode : l'émetteur E
- 2ème électrode : la base B
- 3ème électrode : le collecteur C.

- transistor -

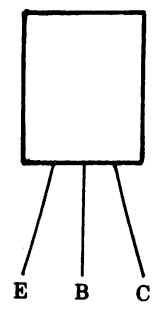
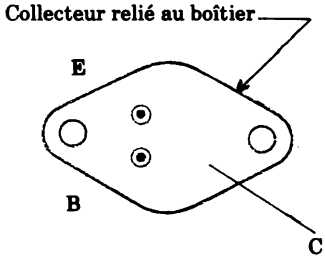
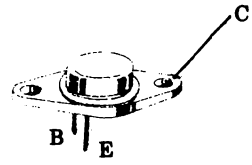
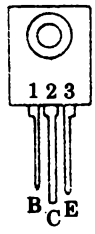
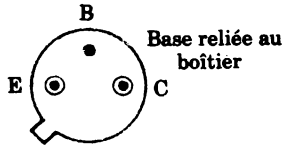
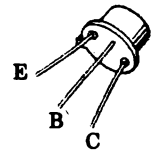
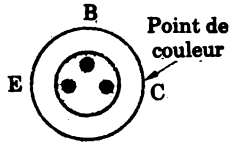
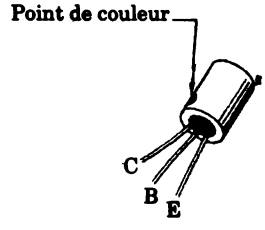


Fig.176

III – FORMES COMMERCIALES :

Formes	Brochages	Boitiers	Quelques références
1			AD 161 BD 124 BDY 12/6 BDY 12/10 2 N 3054 BDY 12/16 BDY 13/6 BDY 13/10 BDY 13/16
2			BD 589 BD 575 BD 591 BD 577 BD 595 BD 579 BD 597 BD 581 BD 599 BD 585 BD 601 BD 587
3			ASY 26 BCY 34 ASY 27 BCY 38 ASY 76 BCY 39 ASY 77 BCY 40 ASY 80 BCY 54 BCY 30 2 N 1307 BCY 31 BCY 32 BCY 33
4			AC 125 AC 126 AC 128 AC 132 AC 153 AC 162 AC 163 AC 180 AC 182 AC 188

Remarques :

* il y a beaucoup d'autres formes de transistors qu'on peut rencontrer.
* En général :

  – Si on a un repère coloré, l'électrode correspondante est le collecteur.
  – Si on a un ergot, l'électrode correspondante est l'émetteur.

LEÇON 23

EXPLORATION DES ELECTRODES D'UN TRANSISTOR

I - BUT :

On considère le transistor comme étant une boîte à trois électrodes et on se propose de reconnaître la nautre des dipôles formés par ces électrodes deux à deux.
Afin d'assimiler la méthode on part d'un cas où l'on connaît le nom de chaque électrode. Le transistor utilisé au cours de cette leçon est du type BC 108.

a) Expériences :

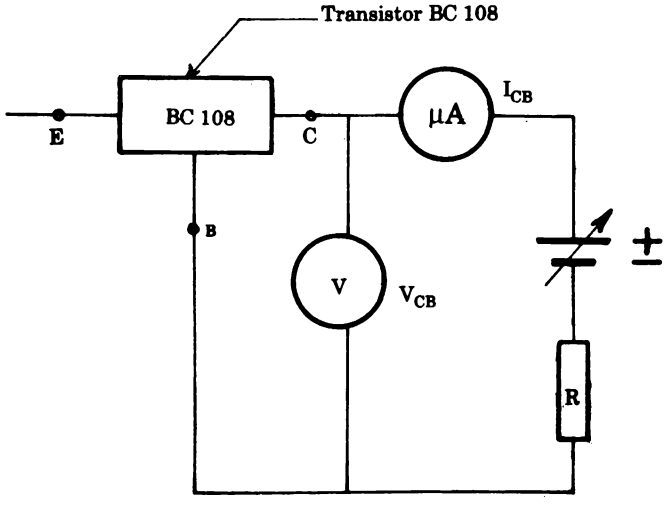


Fig.177

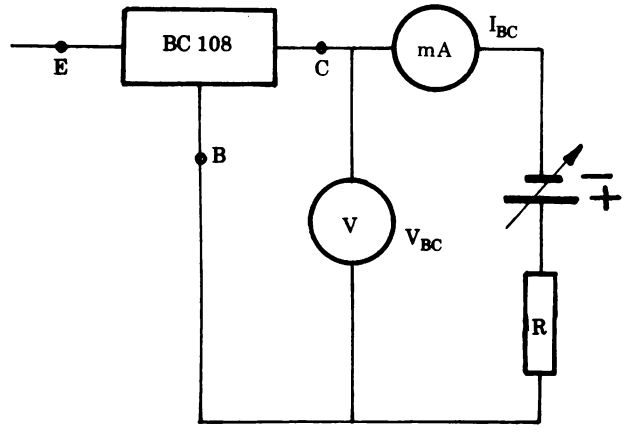


Fig.178

b) Mesures :

La figure 177 donne :
I_{CB} = **très faible (20 μA)**
V_{CB} = **12 V (forte)**

La figure 178 donne :
I_{BC} = **12 mA (fort)**
V_{BC} = **faible (0,75 V)**

c) Conséquences :

- Le dipôle base-collecteur est formé par une **jonction P – N.**
- La base est ici une région de type **P** et le collecteur une région de type **N.** On voit bien que lorsque cette jonction est pôlarisée dans le sens direct (la base reliée au plus du générateur, c'est le cas de la figure 178), elle est passante.

III – DIPOLE EMETTEUR – BASE :

a) Expériences :

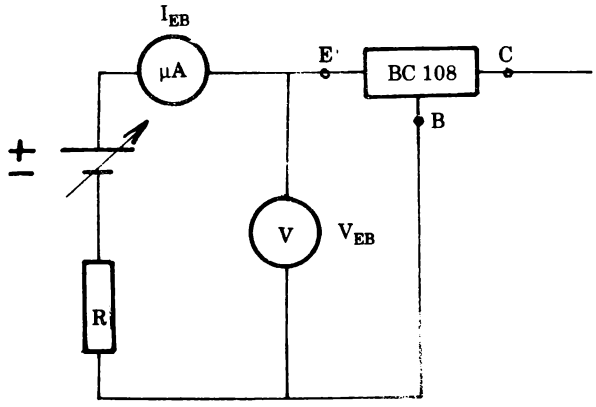


Fig. 179

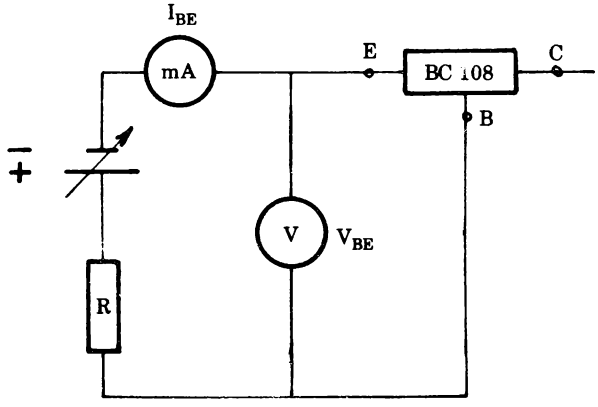


Fig. 180

b) Mesures :

La figure 179 donne :

I_{EB} : très faible

$V_{EB} = 12$ V

La figure 180 donne :

I_{BE} = fort

$V_{BE} = 0{,}85$ V

c) Conséquences :

- Le dipôle émetteur-base forme **une jonction P–N.**
- On vérifie bien que la base est une région de type **P.**
- L'émetteur est une région de type **N.**

IV – DIPOLE EMETTEUR – COLLECTEUR :

a) Expériences :

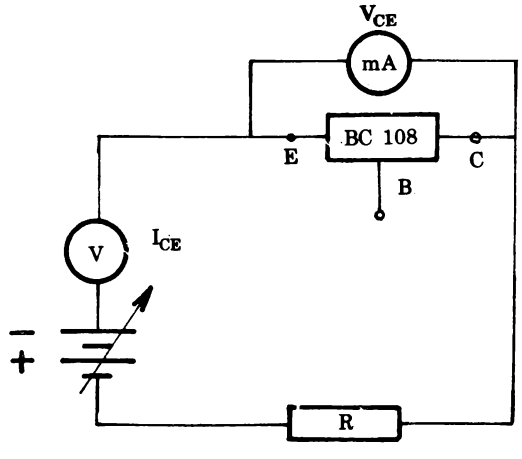


Fig. 181

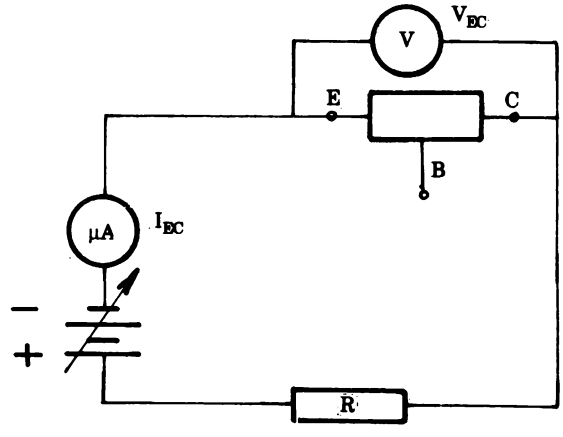


Fig. 182

b) Mesures :

La figure 181 donne :
I_{CE} = **fiable** (500 μA)
V_{CE} = **11 V**

La figure 182 donne :
I_{EC} = **plus faible (20 μA)**
V_{EC} = **12 V**

c) Conséquences :

* Le dipôle émetteur-collecteur **n'est pas formé d'une jonction PN.**

* mais :
  - le collecteur est formé par une région de semi-conducteur de type N.
  - l'émetteur est formé par une région de semi-conducteur de type N
  - la base est formée par une région de semi-conducteur de type P.

On a donc :

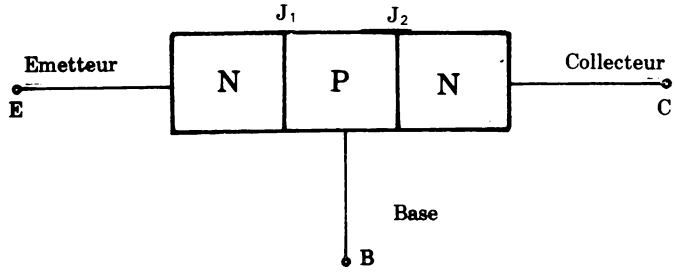


Fig.183

Le transistor BC 108 est du type NPN

* Les essais des figures 181 et 182 montrent que malgrès l'identité des natures des semi-conducteurs de l'émetteur et du collecteur, les résultats obtenus sont différents. Nous verrons plus loin que le transistor n'est pas symétrique (nous reverrons celà dans la leçon 27).

* Dans les expériences de cette leçon, l'ampèremètre, le générateur et la résistance de protection R peuvent être remplacés par un ohmmètre à pile.
A titre d'exercice nous conseillons aux lecteurs de chercher la nature du transistor AC 125 à l'hommètre à pile :

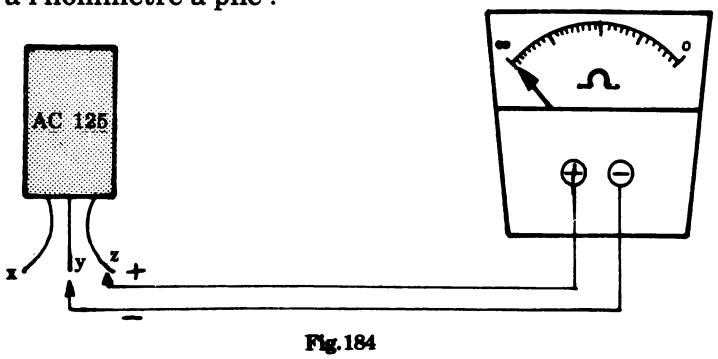


Fig.184

ATTENTION :

Dans le cas de l'utilisation d'un multimètre, la pôlarité de l'appareil utilisé en voltmètre ou en ampèremètre est opposée à celle de son utilisation en ohmmètre.

	1	2	3	4	5	6
x	+		−		+	−
y	−	−	+	+		
z		+		−	−	+
Lecture	Max	Max	Mini	Mini	faible	faible

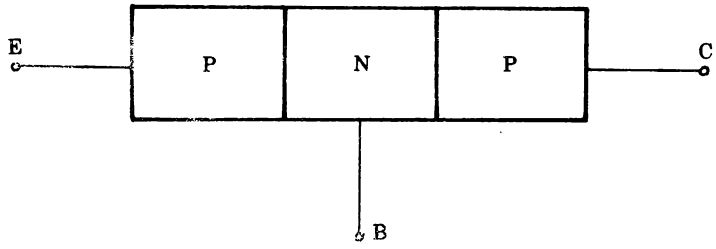
– Le transistor AC125 est du type PNP
– Si le transistor est bon, les essais des colonnes 1 et 2 suffisent pour connaître la nature du transistor et sa base.
– Si le transistor est à contrôler, les essais 1 à 6 sont nécessaires pour s'assurer qu'il est (ou n'est pas) défectueux.

V – DEFINITION D'UN TRANSISTOR

Un transistor à jonction est un monocristal semi-conducteur dans lequel existent deux jonctions PN proches l'une de l'autre de façon à former :

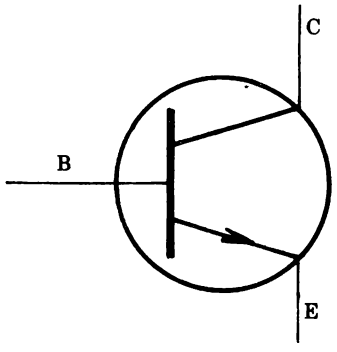
* Soit deux zones N séparées par une zone P : on a alors un transistor du type NPN (fig.183).
* Soit deux zones P séparées par une zone N : on a alors un transistor du type PNP (fig.185)

Fig.185



VI – SYMBOLES D'UN TRANSISTOR

1 – TRANSISTOR TYPE NPN



ou

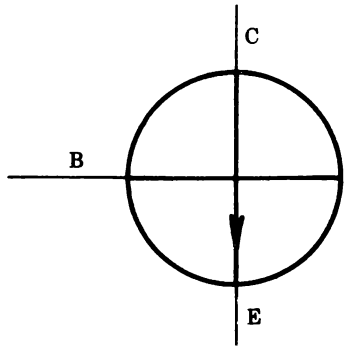
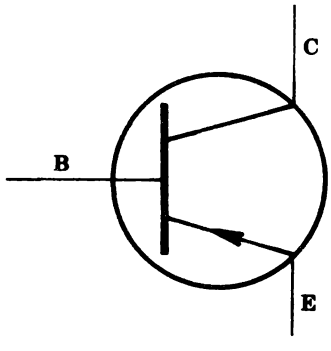


Fig. 186

2 – TRANSISTOR TYPE PNP :



ou

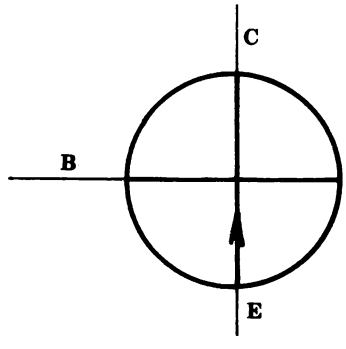


Fig.187

3 – REMARQUES :

La flêche qui existe dans les deux types de symbôles a deux significations :

- distinguer l'émetteur du collecteur : en effet elle est toujours placée sur l'émetteur.
- distinguer le type du transistor : PNP ou NPN.
  Elle est orientée de la région P vers la région N.

LEÇON 24

PROPRIETES CARACTERISTIQUES D'UN TRANSISTOR

I - EXPERIENCE N°1 :

1 - MONTAGE :

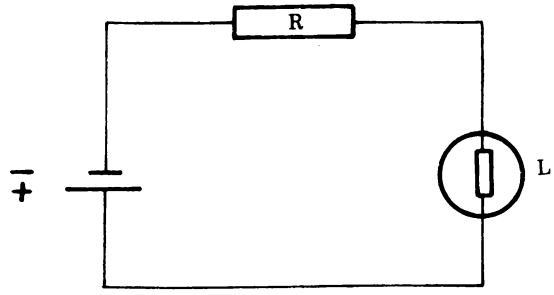


Fig.188

2 - CONSTATATION :

Avec une pile de 1,5 V en série avec une résistance (R = 300 Ω, 0,25 W), la lampe L ne **s'allume pas.**

II - EXPERIENCE N°2 :

1 - MONTAGE :

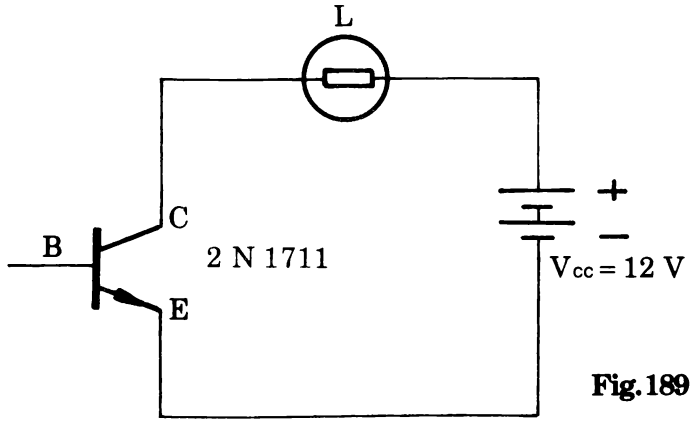


Fig.189

2 - CONSTATATION :

En utilisant le transistor 2N1711 (NPN), la lampe L **ne s'allume pas.**

III - EXPERIENCE N°3 :

1 - MONTAGE :

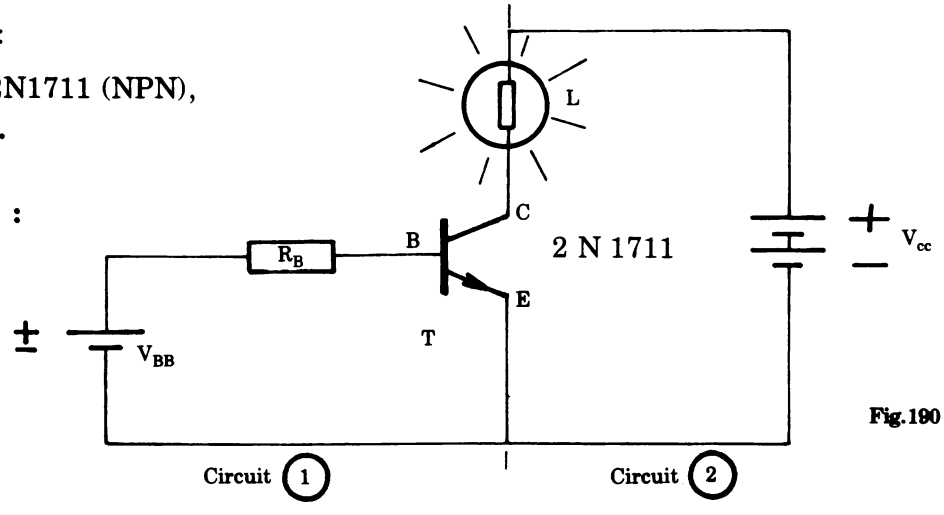


Fig.190

2 - CONSTATATION

Avec les éléments suivants de la figure 190 :
$R_B = 300\ \Omega$; 0,25 W
$V_{BB} = 1,5$ V
$V_{CC} = 12$ V
T = transistor 2 N 1711 NPN
L = lampe de poche (2,4 W ; 6 V)
On constate que l'ampoule L **s'allume**.

IV - CONSEQUENCES

a) Par un faible signal dans le circuit 1 (on peut le vérifier en insérant un ampèremètre avec R_B), **on commande** un très fort courant dans le circuit 2 (on peut aussi le vérifier en insérant un ampèremètre avec L). Ceci nous rappelle, les relais électromagnétiques.

b) Le circuit 1 est appelé circuit de commande, ou circuit de base ou circuit d'entrée.

c) Le circuit 2 est appelé circuit de sortie, ou de charge ou de puissance.

V - REMARQUE :

On remarque que l'émetteur appartient à la fois au circuit d'entrée et au circuit de sortie. On dit qu'on a un montage **en émetteur commun** (voir leçon suivante)

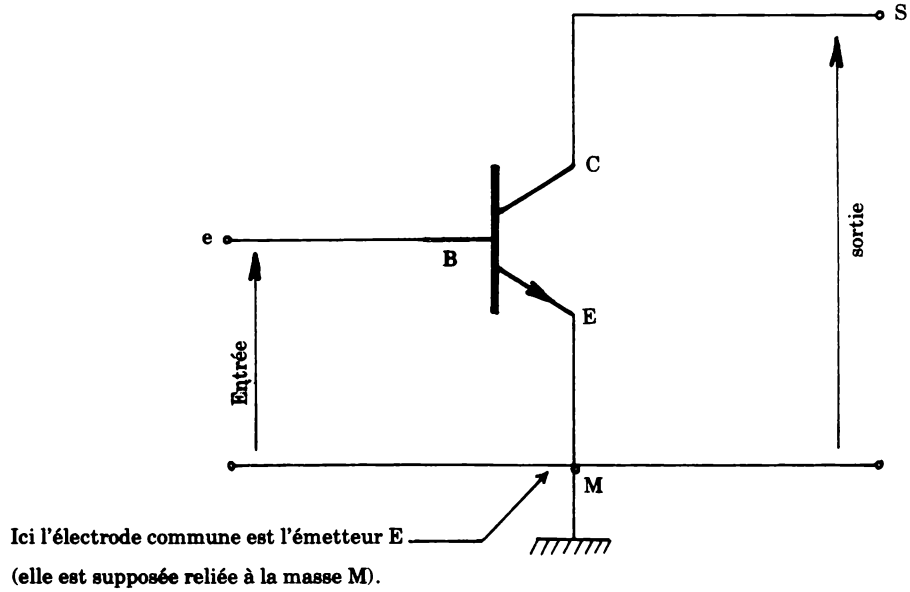


Fig.191

LEÇON 25

LES REGIMES DE FONCTIONNEMENT D'UN TRANSISTOR

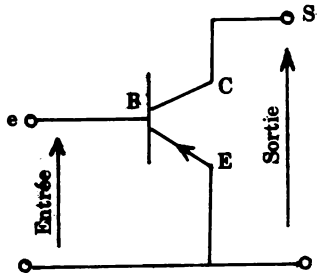
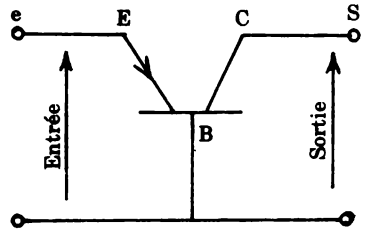
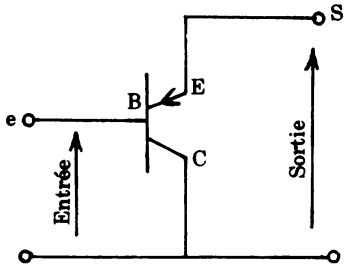
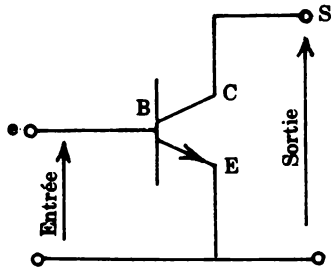
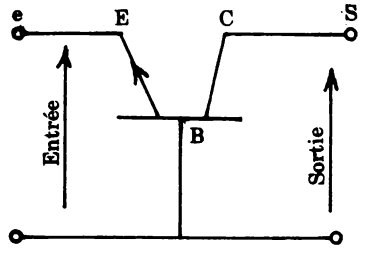
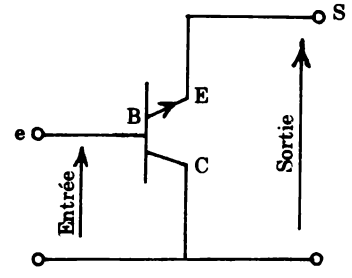
I - DIFFERENTS MONTAGES :

1 - INTRODUCTION

Dans la leçon précédente (IV , d) on a vu que l'émetteur appartient à la fois au circuit d'entrée et au circuit de sortie.
On a donc un montage en émetteur commun (fig.191).
La base (ou le collecteur) aurait pû être considérée de la même manière.
Suivant le type du transistor (NPN ou PNP) on a donc trois montages :

- — Montage en émetteur commun (E.C)
- — Montage en base commune (B.C)
- — Montage en collecteur commun (C.C)

2 - DIFFERENTS MONTAGES :

	Montage en émetteur commun	Montage en base commune	Montage en collecteur commun
PNP			
NPN			

II - DIFFERENTS REGIMES :

1 - PRINCIPE :

Polariser un transistor c'est l'alimenter par des tensions continues.
Un transistor comprend deux jonctions PN. Or une jonction PN peut être pôlarisée en direct ou en inverse. Suivant le type de pôlarisation, on obtient donc quatre régimes de fonctionnement.

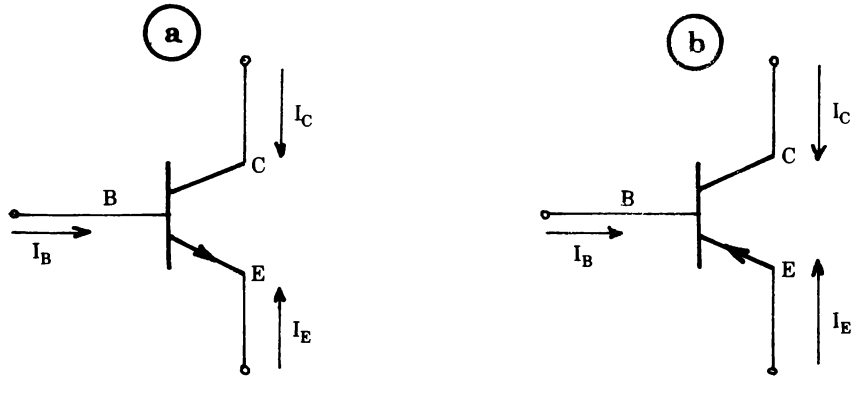
2 - DIFFERENTS RÉGIMES :

Polarisation		Régime de Fonctionnement
de la jonction E - B	de la jonction B - C	
sens inverse	sens inverse	régime bloqué
sens direct	sens direct	régime saturé
sens inverse	sens direct	régime inversé
sens direct	sens inverse	régime normal

Dans ce qui suit on s'intéressera au régime normal.

III - CONVENTIONS ET NOTATIONS :

1 - COURANT :



a) transistor NPN

b) transistor PNP

Fig.192

Quelque soit le type du transistor (NPN ou PNP), on convient d'orienter tous les courants (I_B, I_C et I_E) rentrant dans le transistor. Si l'un de ces courants circule réellement dans ce sens il est compté positivement, s'il circule dans le sens inverse il est compté négativement.

Exemple N° 1 :

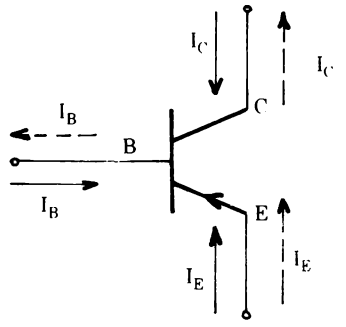


Fig. 193

Le sens conventionnel des courants est représenté en traits pleins, le sens physique des courants en traits interrompus. On a donc :

$$I_B < 0 \ ; \ I_C < 0 \ ; \ E_E > 0$$

Exemple N° 2 :

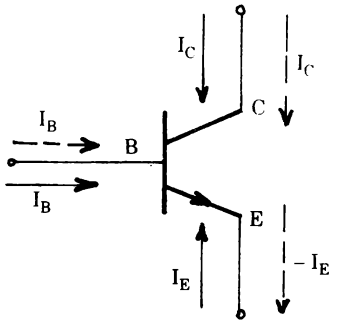
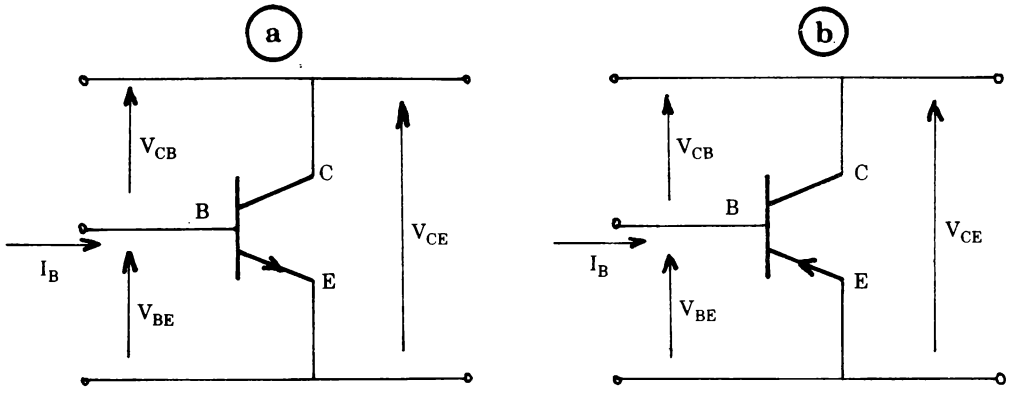


Fig. 194

$$\text{8 n a} : I_B > 0 \ ; \ I_C > 0 \ ; \ I_E < 0$$

- TENSIONS :



a) Transistor NPN en EC

b) Transistor PNP en EC

Fig. 195

Les tensions sont représentées par la lettre V suivie de deux indices :

— le premier indice indique l'électrode sur laquelle la tension est mesurée.
— le second indice indique l'électrode prise comme référence.

$V_{CB} = V_C - V_B$
$V_{BE} = V_B - V_E$
$V_{CE} = V_C - V_E = V_C + 0 - V_E$
$= V_C + (- V_B + V_B) - V_E$ on a donc $V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$

La loi des mailles donne aussi $V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$

IV - EXEMPLES :

1er exemple : Cas d'un transistor NPN en fonctionnement normal, en émetteur commun.

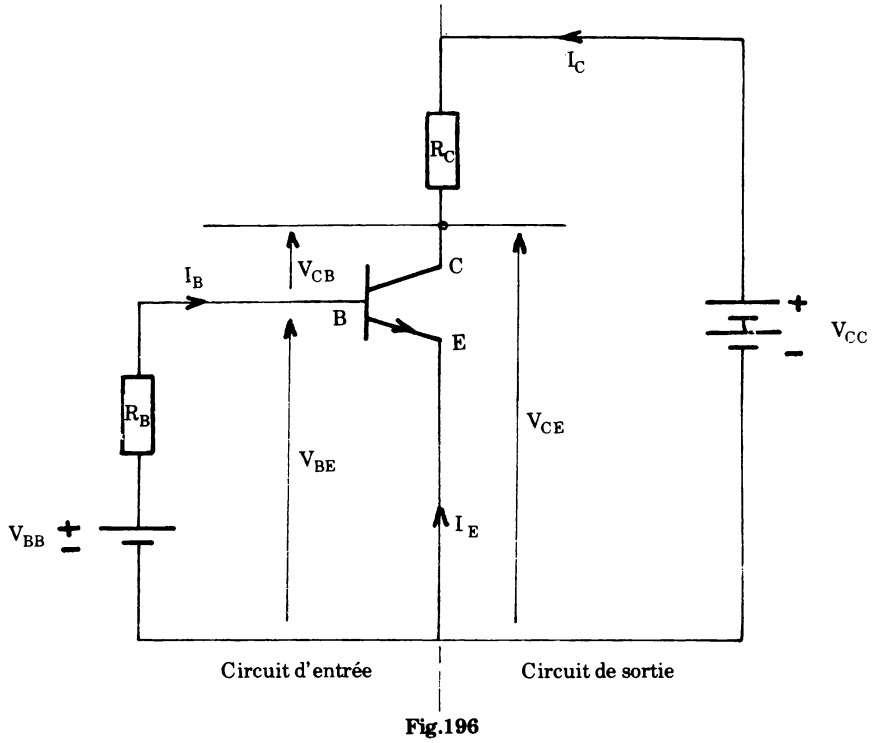


Fig.196

V_{BB} : tension d'alimentation du circuit d'entrée.
V_{CC} : tension d'alimentation du circuit de sortie.
R_B : résistance de limitation du courant de base.
R_C : résistance de limitation du courant de collecteur.

On a : $\begin{cases} I_B > 0 \\ I_C > 0 \\ I_E < 0 \end{cases}$ et $\begin{cases} V_{CE} > 0 \\ V_{BE} > 0 \end{cases}$

On a un montage en émetteur commun donc V_E est pris comme potentiel de référence
On attribue à V_E le potentiel 0 V.

$V_E = 0$ V donc $V_B > 0$ et $V_C > 0$

La jonction E – B est bien pôlarisée en sens direct ($V_B > V_E$).
Vérifions si la jonction B – C est pôlarisée en inverse.

$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$ ou $V_{CB} = V_{CE} - V_{BE}$

On voit que si $V_{CE} > V_{BE}$ (on vérifiera plus loin que c'est toujours le cas) on a $V_{CB} > 0$ et la jonction base collecteur est pôlarisée en inverse (car $V_B < V_C$).

Le transistor de la figure 196 fonctionne donc en régime normal.

2ème exemple : Cas d'un transistor PNP en fonctionnement normal et en base commune.

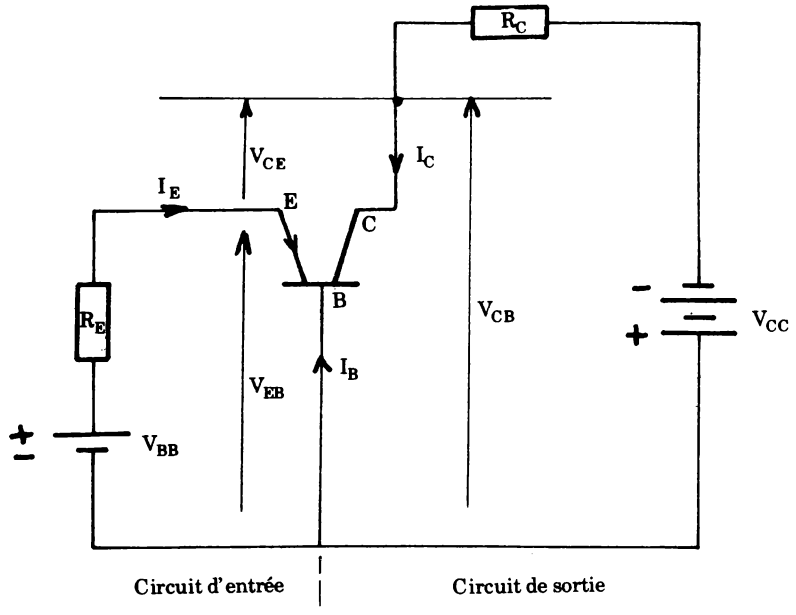


Fig.197

On a : $\begin{cases} I_C < 0 \\ I_B < 0 \\ I_E > 0 \end{cases}$ et $\begin{cases} V_{CB} < 0 \\ V_{EB} > 0 \end{cases}$

— Signe de V_{CE} :

$V_{CB} < 0$ donne $V_C < 0$

$V_{EB} > 0$ donne $V_E > 0$

d'où $V_C - V_E < 0$ alors $V_{CE} < 0$

— Autre raisonnement :
l'équation de maille donne : $V_{CB} = V_{EB} + V_{CE}$
Or $V_{CB} < 0$ et on a $V_{EB} + V_{CE} < 0$ et $V_{CE} < -V_{EB}$
Comme $V_{EB} > 0$ alors $V_{CE} < 0$

Exercice N°19 :

Représenter le schéma du montage d'un transistor NPN monté en collecteur commun pour qu'il fonctionne en régime normal.

Exercice N°20 :

Représenter le schéma du montage d'un transistor PNP monté en émetteur commun pour qu'il fonctionne en régime bloqué.

Exercice N°21 :

Représenter le schéma du montage d'un transistor NPN monté en émetteur commun pour qu'il fonctionne en régime saturé.

Exercice N°22 :

Représenter le schéma du montage d'un transistor NPN monté en base commune pour qu'il fonctionne en régime inversé.

LEÇON 26

FONCTIONNEMENT NORMAL D'UN TRANSISTOR EN BASE COMMUNE

I - MONTAGE :

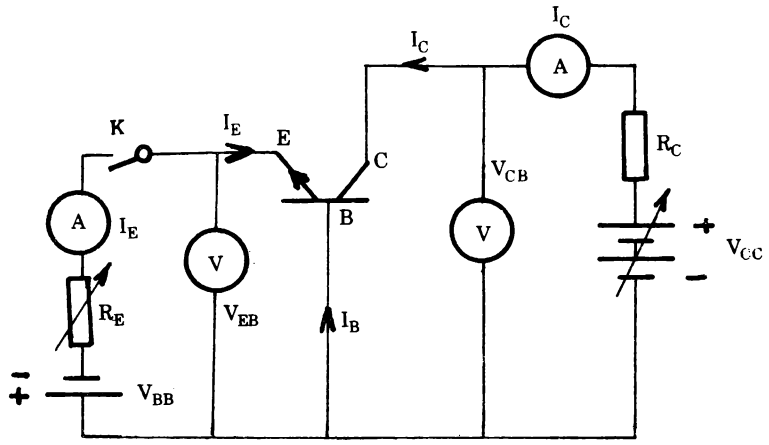


Fig.198

Rappelons qu'en régime normal on a : (voir figure 198)

$I_E < 0$	$V_{CB} > 0$
$I_C > 0$	$V_{BE} > 0$ (ou bien $V_{EB} < 0$)
$I_B > 0$	$V_{CE} > 0$

II - EXPERIENCE :

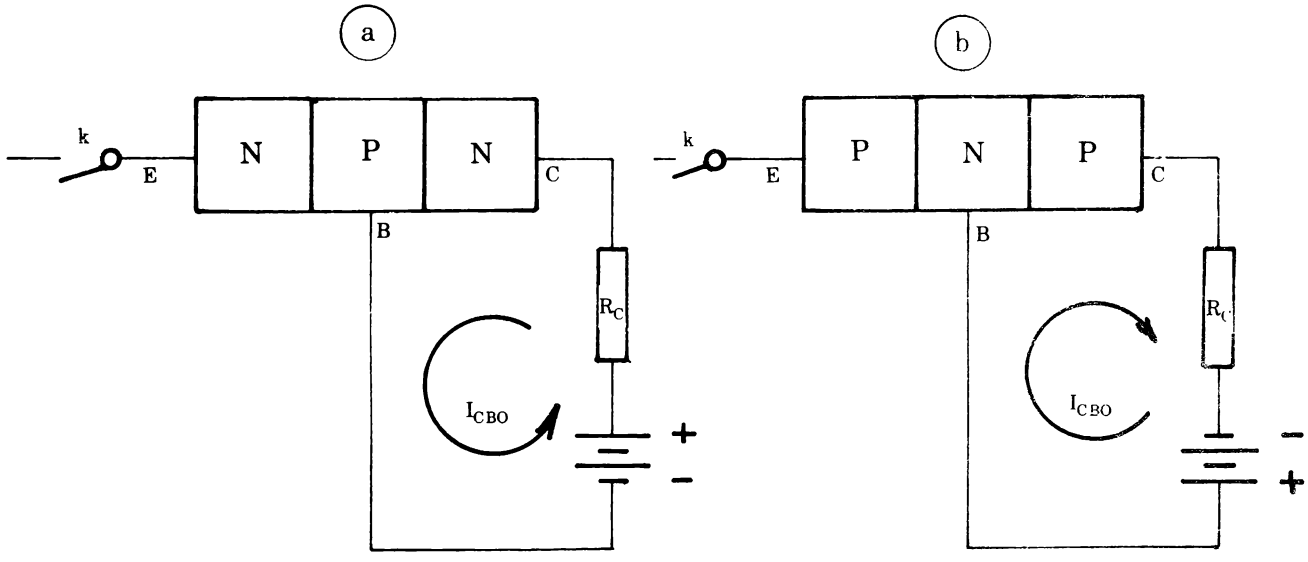
Quand l'interrupteur k est ouvert ($I_E = 0$ A) nous relevons un courant très faible de quelques micro-ampères dans le circuit collecteur : (voir expérience de la leçon 23, II, fig.177).

III - JUSTIFICATION :

Ce courant s'appelle : courant résiduel collecteur-base I_{CBO}.

Il n'est autre que le courant inverse de la jonction collecteur-base, qui est pôlarisée en inverse. On le note I_{CBO}.

$$I_E = 0 \Rightarrow |I_C| = |I_B| = I_{CBO}$$



a) Cas d'un transistor type NPN

b) Cas d'un transistor type PNP

Fig.199

IV - CARACTERISTIQUES STATIQUES :

1 - PRINCIPE :

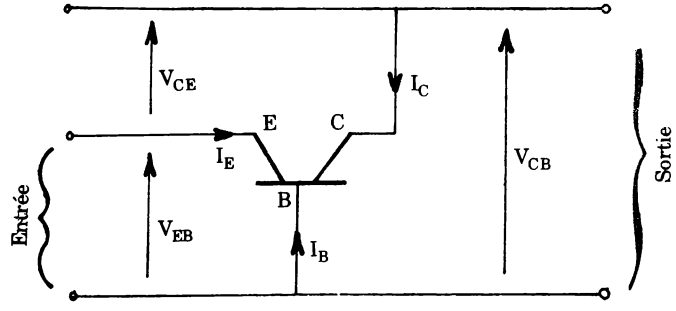


Fig.200

La détermination de l'état de fonctionnement d'un transistor est définie par la connaissance de six variables :

$$I_B\,,\ I_C\,,\ I_E\,,\ V_{CE}\,,\ V_{BE}\ \text{et}\ V_{CB}$$

Considérons le montage de la figure 200 où il s'agit d'un transistor NPN, en fonctionnement en base commune. Le circuit d'entrée comporte les variables d'entrée I_E et V_{EB}. Le circuit de sortie comporte les variables de sortie I_C et V_{CB}. Les quatres variables I_E, V_{EB}, I_C et V_{CB} ne sont pas indépendantes. En effet si nous fixons I_E et V_{CB}, les deux autres variables I_C et V_{EB} prennent des valeurs convenables.

Exemple : pour le transistor OC71

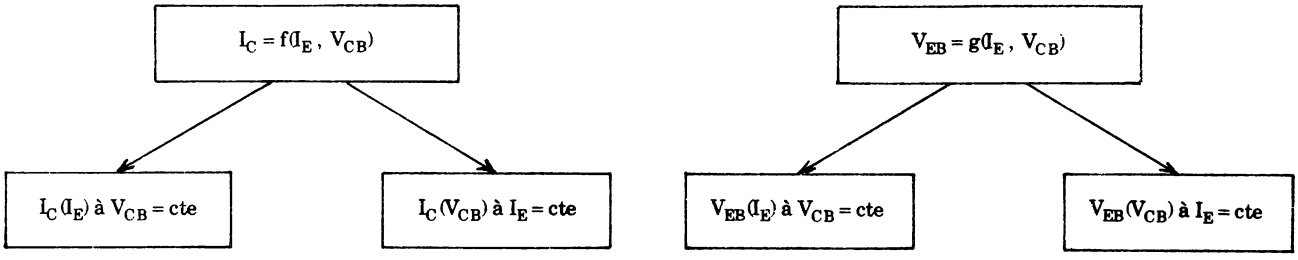
(Expérimentalement on impose des valeurs de I_E et V_{CB} et on déduit I_C et V_{EB})

On a : $\begin{cases} I_E = 2\ mA \\ V_{CB} = -4,5\ V \end{cases}$ ce couple de valeurs détermine $\begin{cases} I_C = 2\ mA \\ V_{EB} = 0,15\ V \end{cases}$

On déduit donc qu'entre les quatres variables, il existe deux relations où il est intéressant de considérer que I_C et V_{EB} sont des fonctions de I_E et V_{CB}.

$I_C = f(I_E, V_{CB})$
$V_{EB} = g(I_E, V_{CB})$

Graphiquement ces fonctions sont représentées par des réseaux :



On obtient donc quatre réseaux de caractéristiques définis comme suit :

a) Caractéristiques statiques d'entrée :

$$V_{EB}\ (I_E) \text{ à } V_{CB} = cte$$

Ce réseau est représenté dans le quadrant III (figure 201)

b) Caractéristiques statiques de sortie :

$$I_C\ (V_{CB}) \text{ à } I_E = cte$$

Ce réseau est représenté dans le quadrant I

c) Caractéristiques de transfert en courant :

$$I_C\ (I_E) \text{ à } V_{CB} = cte$$

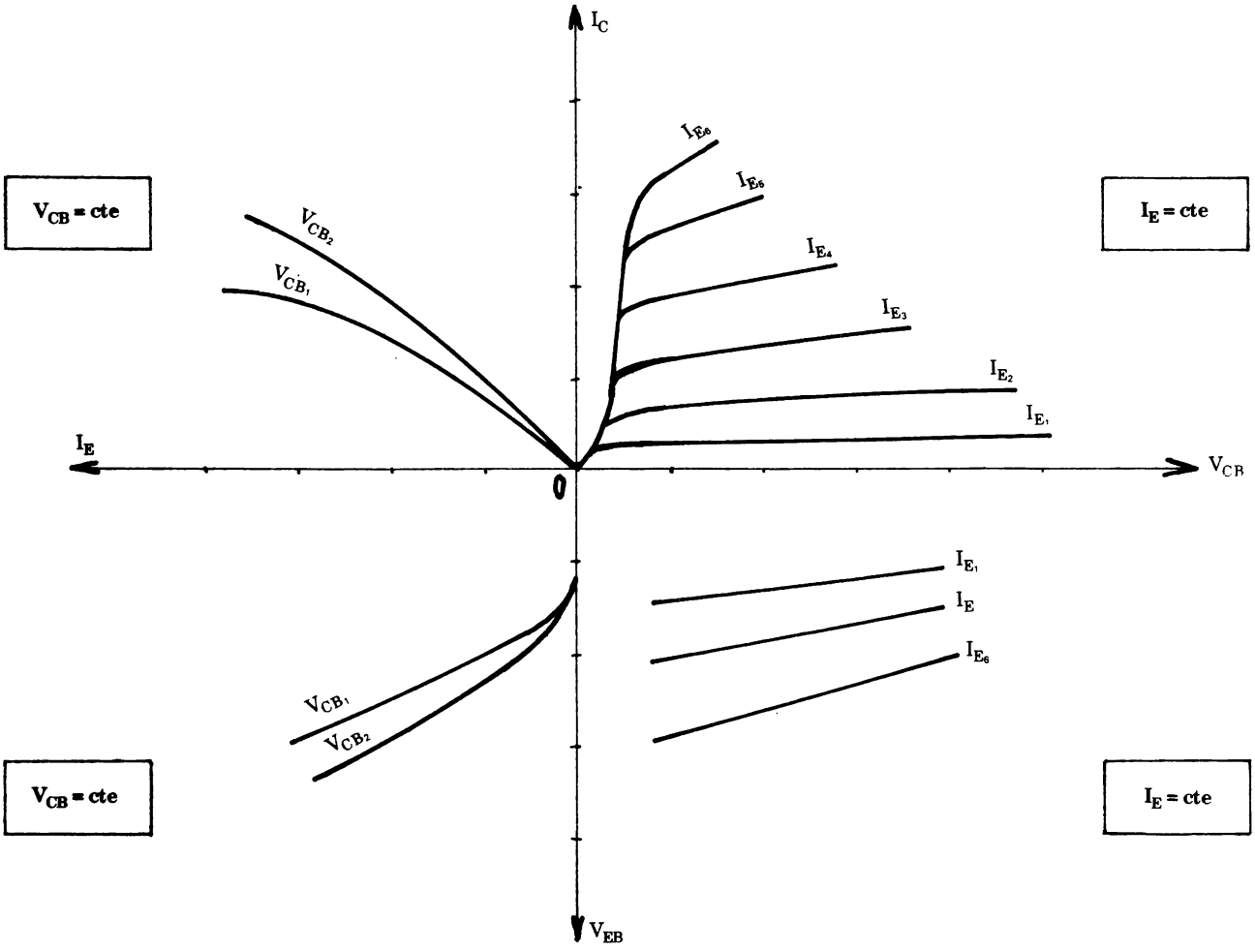
Ce réseau est représenté dans le quadrant II

d) Caractéristiques statiques de transfert en tension :

$$V_{EB}\ (V_{CB}) \text{ à } I_E = cte$$

Ce réseau est représenté dans le quadrant IV.

2 – ALLURES DES CARACTÉRISTIQUES :



* $|I_{E_1}| < |I_{E_2}| < .... < |I_{E_6}|$
* $V_{CB_1} < V_{CB_2}$

Fig.201

3 – EXEMPLE DE RESEAUX REELS D'UN TRANSISTOR EN BASE COMMUNE

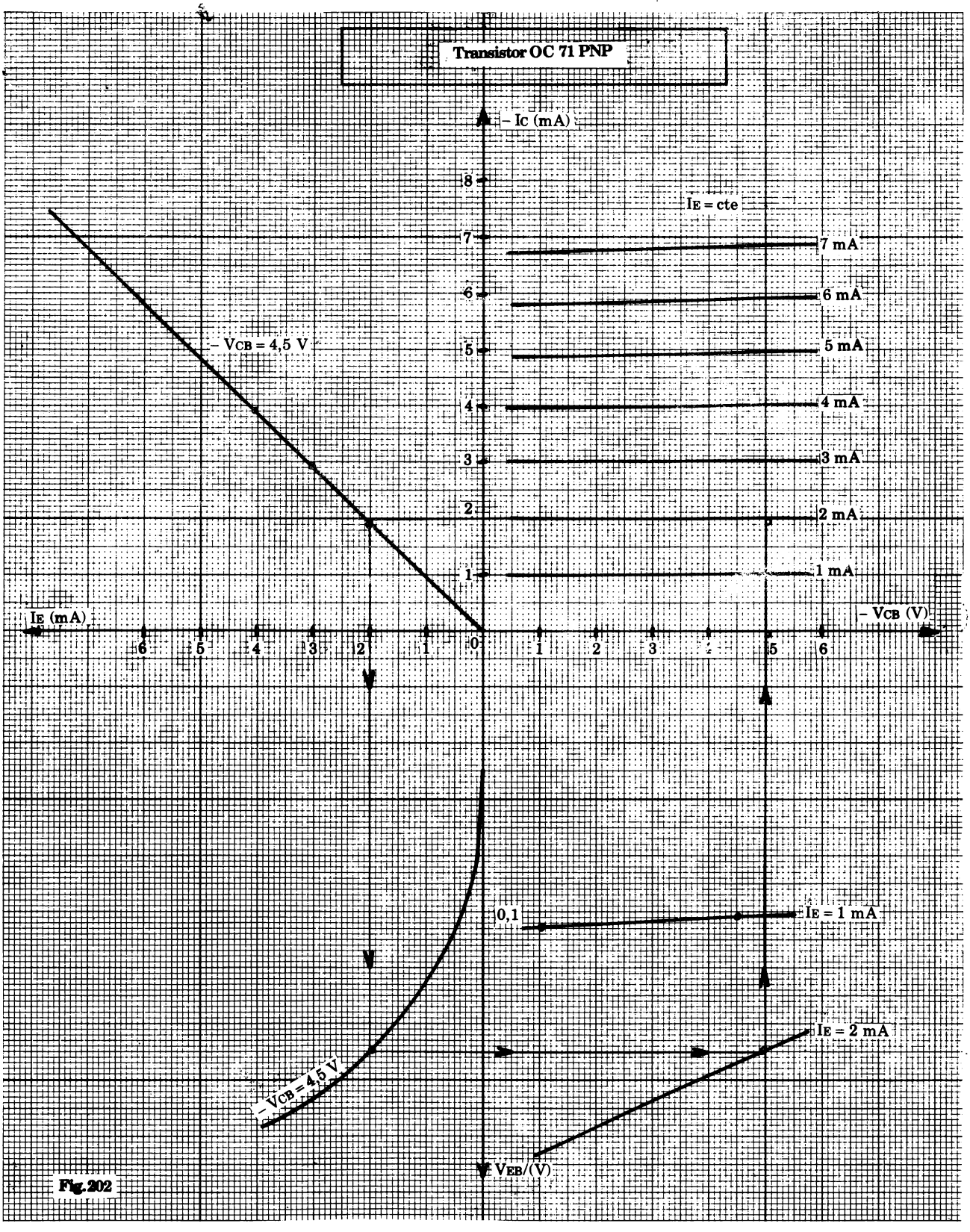


Fig. 202

4 - CONSTATATIONS IMMEDIATES

a) Réseau de sortie :

— Les caractéristiques sont presque parallèles et équidistantes pour des valeurs régulièrement espacées de I_E.

— I_C varie très peu quand V_{CE} varie.

b) Réseau de transfert en courant :

La caractéristique est presque confondue avec la bissectrice du deuxième cadran. Cela implique que $|I_C|$ est presque égal à $|I_C|$ mais $|I_C|$ est inférieur à $|I_E|$.

c) Réseau d'entrée :

La caractéristique d'entrée présente un coude important. Elle ne passe pas par l'origine.
D'autres propriétés seront découvertes plus loin.

5 - RESEAU IDÉALISÉ :

On ne commet pas beaucoup d'erreur en rendant linéaires les caractéristiques et en considérant que :

— les caractéristiques de sortie sont parallèles à l'axe des abscisses et équidistantes pour des valeurs régulièrement échelonnées de E_E.

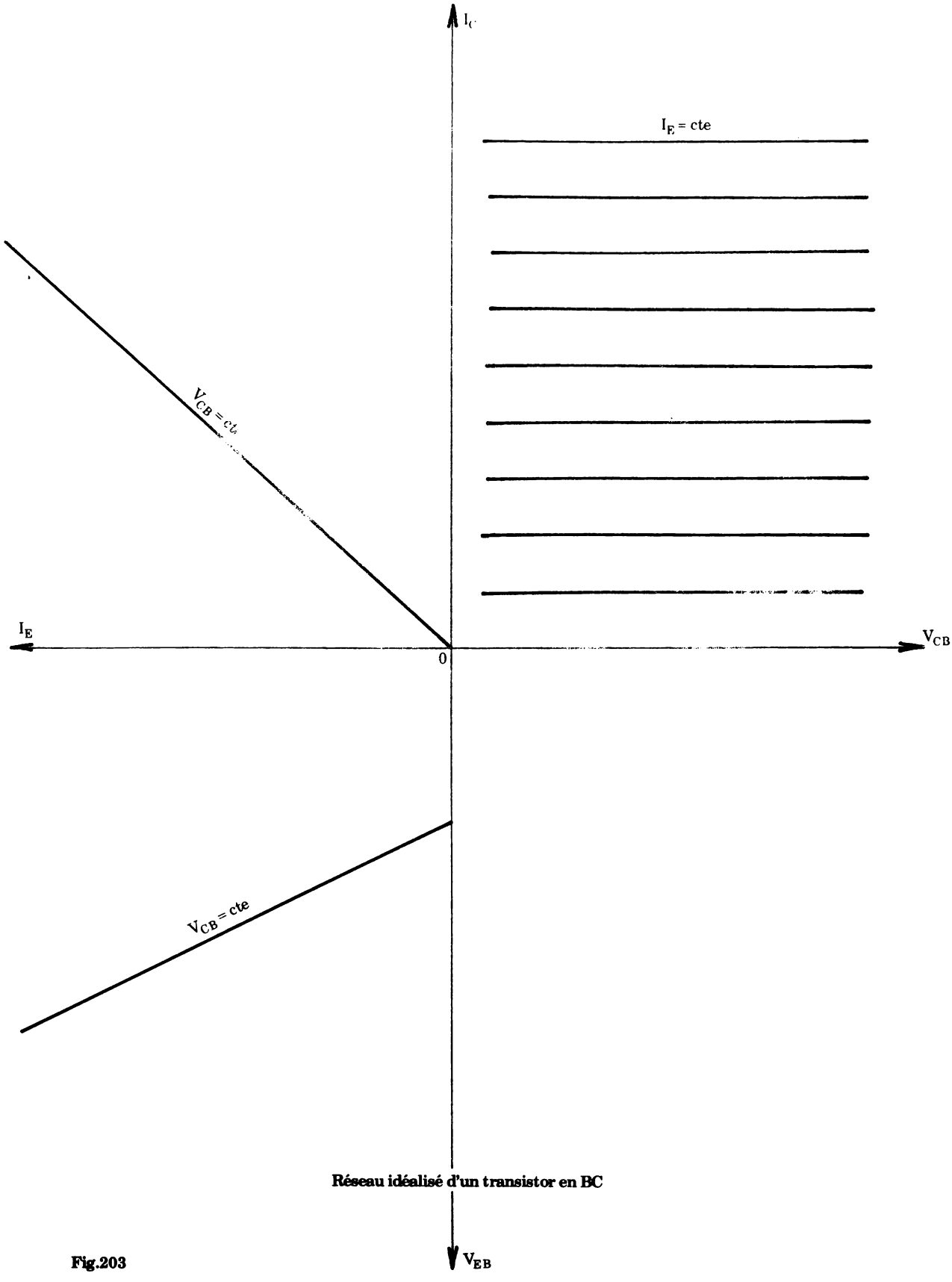
— les caractéristiques de transfert en courant sont confondues et très proches de la bissectrice du 2ème quadrant.

— les caractéristiques d'entrée sont confondues et indépendante de V_{CB} (voir figure 203).

V - RAPPORT DE TRANSFERT EN COURANT DU TRANSISTOR EN BASE COMMUNE

1 - CAS D'UN RÉSEAU IDÉALISÉ :

Considérons la caractéristique I_C (I_E) à V_{CB} = cte. Comme cette caractéristique est une droite, le rapport $\frac{I_C}{I_E}$ est constant et est noté α.



Réseau idéalisé d'un transistor en BC

Fig.203

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E}$$

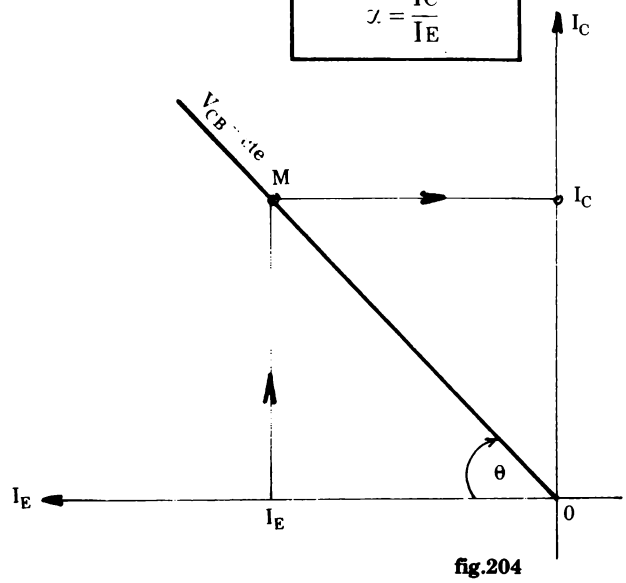


fig.204

$\alpha = \text{tg}\ \theta$, représente la pente de la caractéristique.

α s'appelle **rapport de transfert en courant** du transistor en base commune.

2 - CAS D'UN RÉSEAU RÉEL :

La caractéristique $I_C = f(I_E)$ à $V_{CB} = cte$ n'est plus une droite, mais elle se rapproche de la bissectrice du quadrant II.

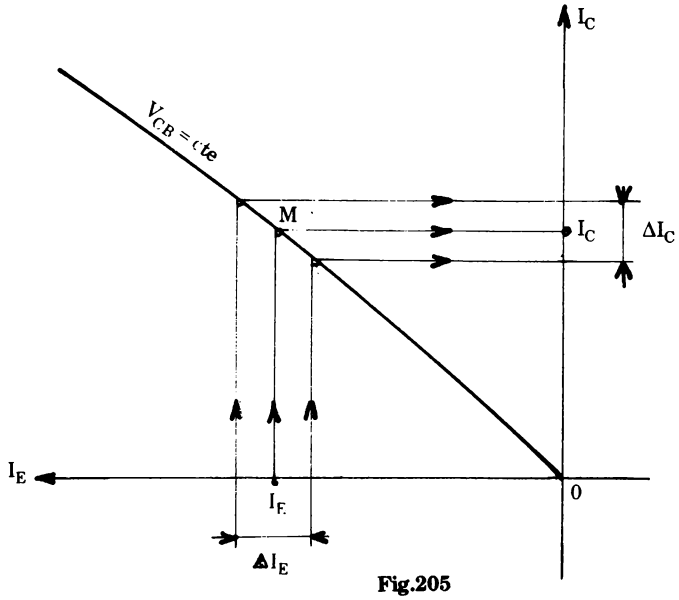


Fig.205

Autour du point M (I_E, I_C), le coefficient d'amplification du transistor devient :

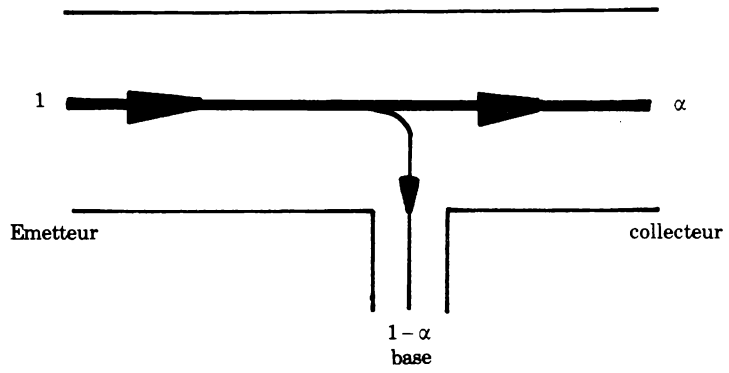
$$\alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} \text{ à } V_{CB} = cte$$

α représente maintenant la pente à la courbe au point M. Quand M change, la pente varie et α donc varie.

3 – ORDRE DE GRANDEUR DE α :

Comme $|I_E| < |I_C|$ alors α est inférieur à 1 ;
pratiquement on a :

$$0,95 \leqslant \alpha \leqslant 0,99$$



Exemple :

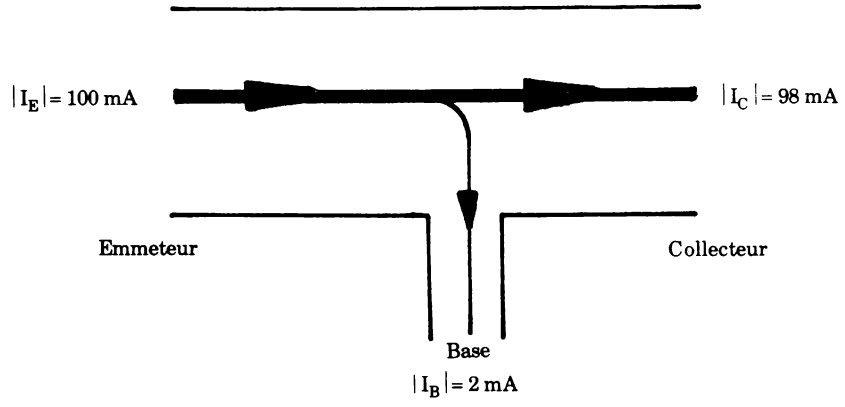


Fig.206

VI – ORIGINE DU MOT TRANSISTOR :

Le courant I_E traversant la jonction E – B pôlarisée dans le sens passant est grand. La résistance de cette jonction est donc faible ($\sim$ 100 Ω).
Le courant I_C traversant la jonction B – C pôlarisée dans le sens inverse est presque égal à I_E. La résistance de cette jonction est grande car elle est pôlarisée en inverse.

Le transistor transfère un courant I_E d'un circuit de faible résistance (circuit d'entrée) vers un circuit de grande résistance (circuit de sortie).

TRANSISTOR = TRANS fert – rés ISTOR

Exercice N° 23 : (à résoudre)

On a relevé la caractéristique statique d'un transistor type PNP fonctionnant en régime normal. Cette caractéristique est la caractéristique de transfert en courant relevée à V_{CB} constante.

$\lvert I_E \rvert$ en mA	0	40	50	100	120	150
$\lvert I_C \rvert$ en mA	0	37	48	98	117	146

1) Représenter le schéma du montage
2) Préciser le signe de I_E et I_C
3) Tracer la caractéristique $I_E = f(I_C)$ à V_{CB} = cte
4) Calculer la valeur de $\lvert I_B \rvert$ pour le point $\lvert I_E \rvert = 50$ mA et $\lvert I_C \rvert = 48$ mA
5) Calculer le rapport de transfert en courant α autour du point $\lvert E_E \rvert = 100$ mA, $\lvert I_C \rvert = 98$ mA.

LEÇON 27

ETUDE INTERNE DU TRANSISTOR
EFFET TRANSISTOR

I - DONNÉES TECHNOLOGIQUES :

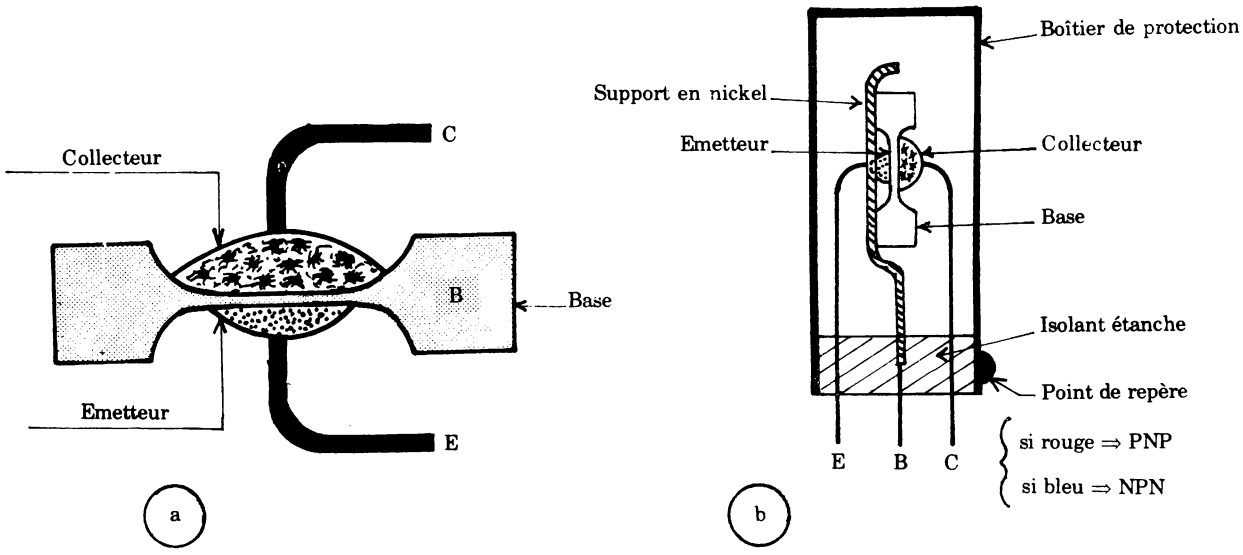


Fig.207

— L'épaisseur de la base est très faible. Elle est de quelques microns (50 à 80 microns).
— La surface de jonction entre la base et le collecteur est deux à trois fois plus grand que celle de la jonction base émetteur.
— Le semi-conducteur utilisé pour la base est plus faiblement dopé que celui du collecteur. Ce dernier est lui-même plus faiblement dopé que le semi-conducteur de l'émetteur . Donc :

Le transistor n'est pas symétrique

C'est à dire que les rôles de l'émetteur et du collecteur ne peuvent pas être permutés.

II - EFFET TRANSISTOR :

* La jonction base collecteur est pôlarisée en sens inverse. On pourrait penser que le courant de collecteur est faible (de l'ordre de I_{CBO} !!) ; or I_C est presque égal à I_E. (voir leçon 26 , IV, 2).
* La jonction base émetteur étant pôlarisée dans le sens direct on pourrait s'attendre à ce que le courant de base est fort (égal à I_E !!) ; or il est très faible devant I_E.
* Ce double phénomène est appelé EFFET TRANSISTOR.

III - JUSTIFICATION DE L'EFFET TRANSISTOR :

1 - RAPPEL SUR LES SEMI-CONDUCTEURS(voir jonction PN)

S-C / Porteurs	Type P	Type N
Majoritaires	trous	électrons
minoritaires	électrons	trous

2 - TRANSISTOR EN CIRCUIT OUVERT :

Le transistor n'est alimenté par aucune source.

a) Configuration électronique juste avant la fabrication du transistor :

Soit un transistor PNP

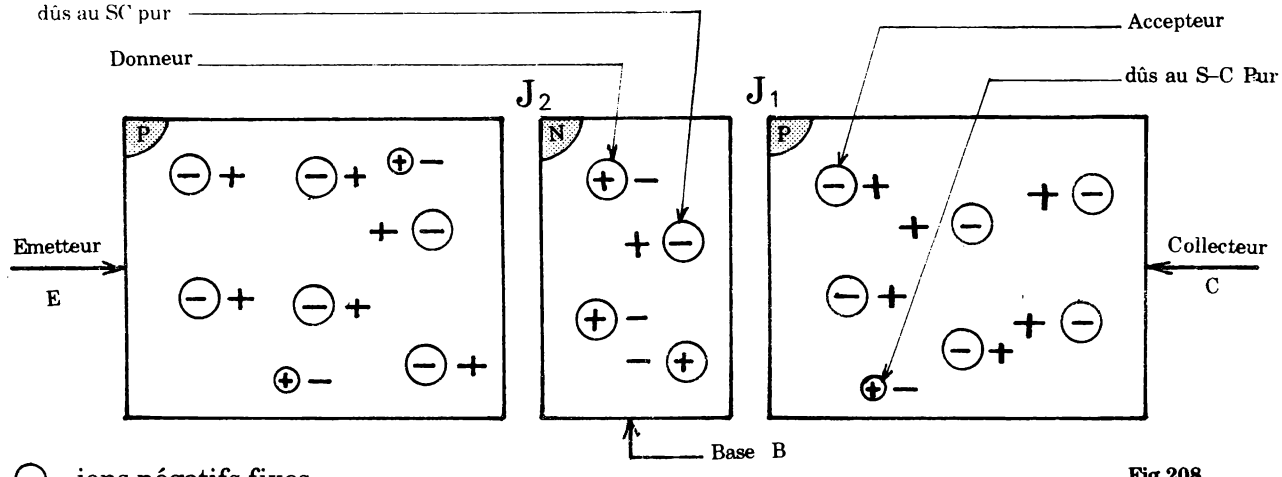


Fig.208

⊖ ions négatifs fixes
⊕ ions positifs fixes
– électrons libres (majoritaires dans N, minoritaires dans P)
\+ trous libres (majoritaires dans P, minoritaires dans N).

b) Après mise en contact des semi conducteurs on obtient

α) Jonction B – C

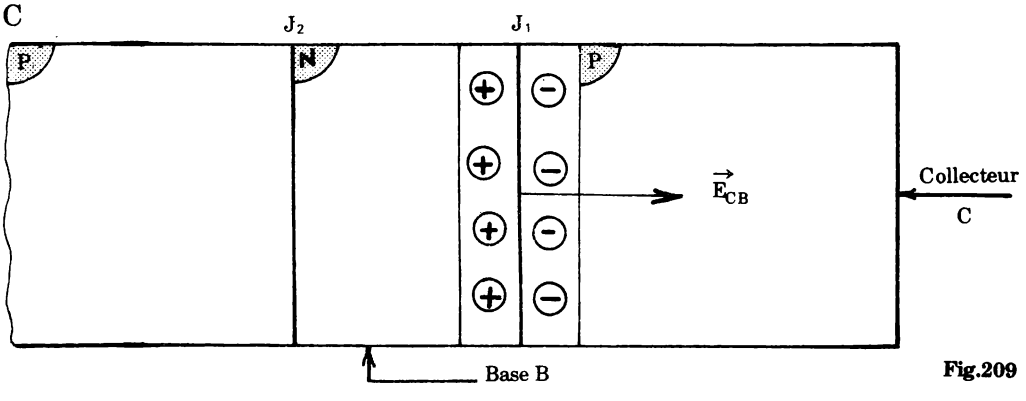


Fig.209

Les trous du collecteur diffusent vers la base où ils se recombinent avec des électrons. De même des électrons de la base diffusent vers le collecteur et se recombinent avec des trous du collecteur. Il apparait par suite une double charge spatiale dans la zône de la jonction J_1 entre le collecteur et la base. Un champ électrique interne $\vec{E}_{CB}$ est créé et une barrière de potentiel s'oppose alors à la diffusion des porteurs majoritaires. Les électrons de N ne diffusent plus vers P et les trous de P ne diffusent plus vers N, car d'après la loi de Coulomb on a : $\vec{F} = q \cdot \vec{E}_{CB}$

β) Jonction E – B

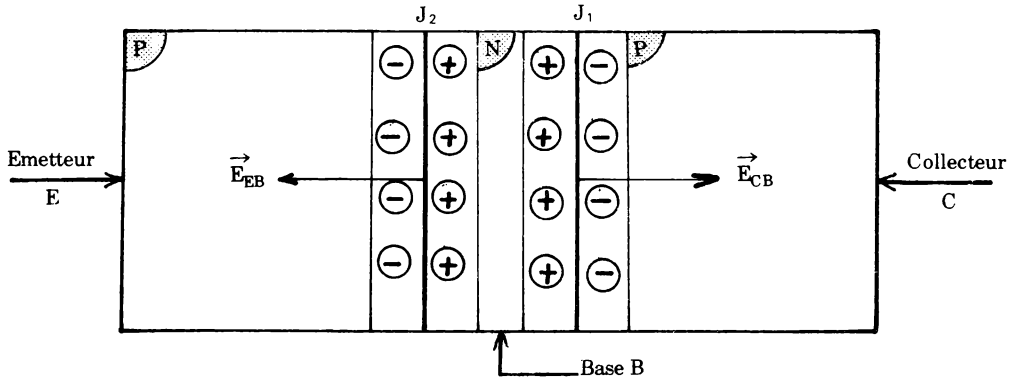


Fig.210

Les trous majoritaires dans l'émetteur diffusent vers la base où ils se recombinent avec des électrons. De même des électrons de la base diffusent vers l'émetteur où ils se recombinent avec des trous. Il apparait là aussi une double charge spatiale dans la zône de la jonction J_2 entre l'émetteur et la base. Un champ électrique interne $\vec{E}_{EB}$ est créé et une barrière de potentiel s'oppose alors à la diffusion des porteurs majoritaires. Les électrons de N ne diffusent plus vers P et les trous de P ne diffusent plus vers N.

γ) Remarque :

Les champs électriques $\vec{E}_{CB}$ et $\vec{E}_{EB}$ s'opposent aux passages des porteurs majoritaires mais ils favorisent le passage des porteurs minoritaires. Le champs $\vec{E}_{CB}$ laisse passer les électrons (minoritaires de P) du collecteur vers la base. Les trous de la base (minoritaires dans N) eux aussi passent vers le collecteur.
Il en est de même des porteurs minoritaires relatifs à la jonction J_2.

3 - TRANSISTOR POLARISÉ EN RÉGIME NORMAL :

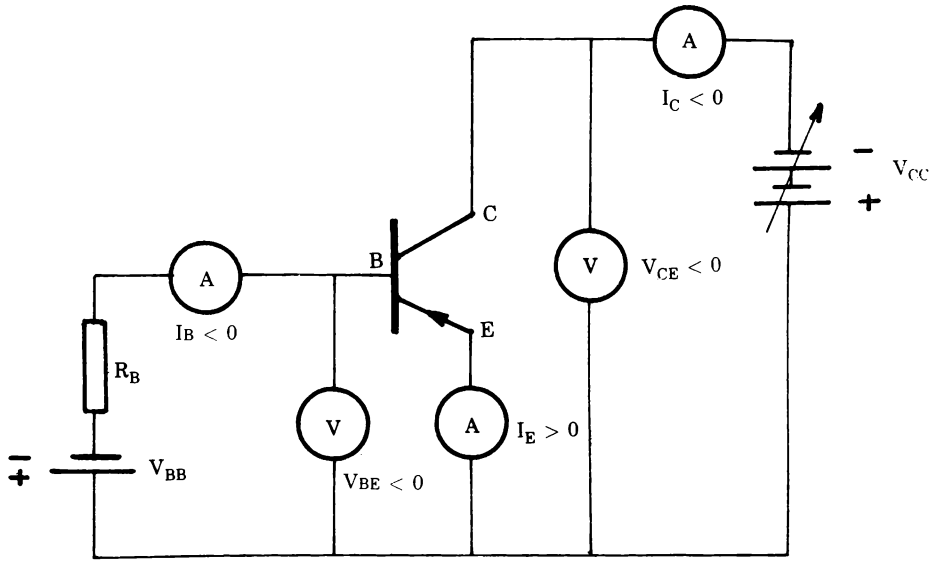


Fig.211

La source V_{BB} applique une pôlarisation directe à la jonction émetteur base. La barrière de potentiel diminue ($\vec{E}_{EB}$ et $\vec{E}_{BB}$ sont de sens contraire).

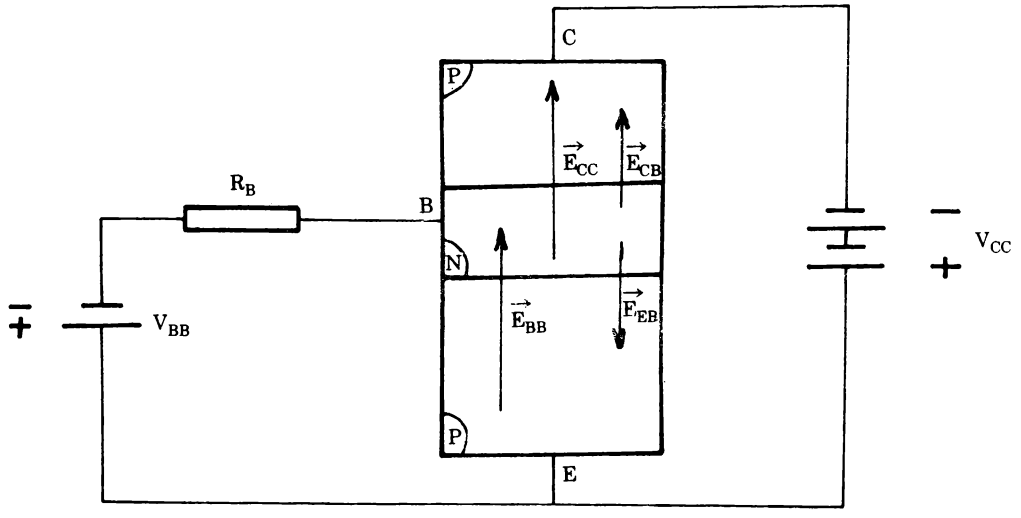


Fig.212

Les trous majoritaires de l'émetteur sont injectés dans la base (qui est très étroite et très faiblement dopée). Quelques trous sont piégés alors que les autres trous venus de l'émetteur atteignent sur leur lancée la jonction base - collecteur. Ils sont accélérés par le champ $\vec{E}_{CB}$ (renforcé par $\vec{E}_{CC}$) et sont propulsés dans le collecteur.

Les quelques trous dits piégés dans la base et qui sont venus de l'émetteur, se recombinent avec des électrons libres de la base. Le remplacement de ces électrons (faibles en nombre par rapport à l'ensemble des trous venus de l'émetteur, en outre la base est faiblement dopée) est assuré par la source V_{BB} et donne naissance au courant de base I_B qui est donc faible.

Exercice N° 24 :

Reprendre l'étude du paragraphe II en considérant un transistor du type NPN :

* transistor en circuit ouvert :
  — avant jonction
  — après jonction
* transistor pôlarisé

LEÇON 28

TRACÉ DES CARACTÉRISTIQUES STATIQUES D'UN TRANSISTOR FONCTIONNANT EN REGIME NORMAL MONTAGE EN E.C.

I - MONTAGE :

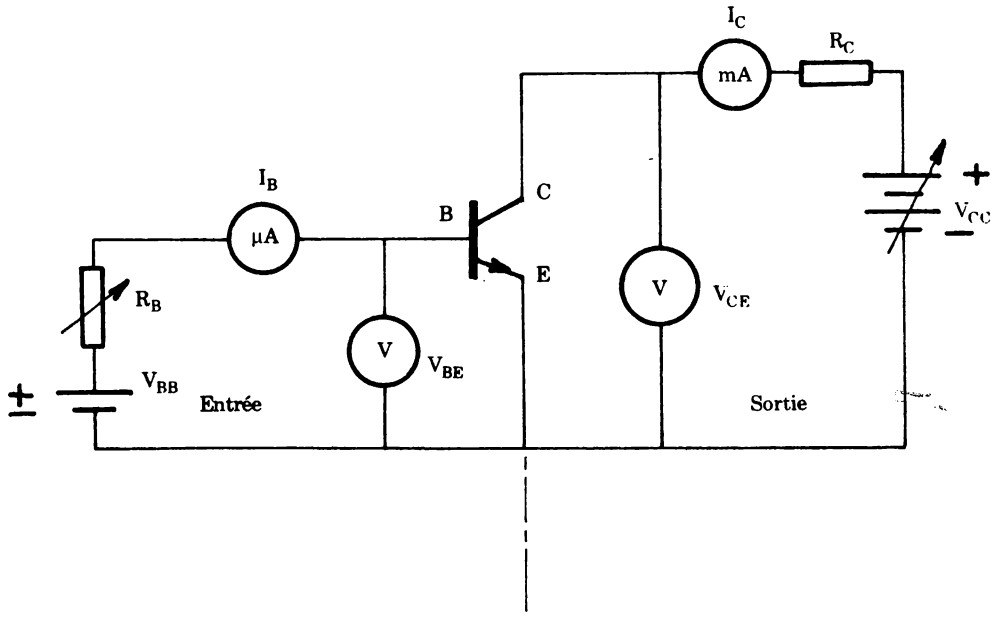


Fig.213

I_B : Courant de base
R_B : résistance de pôlarisation de la base.
V_{BB} : générateur de pôlarisation de la base.
R_C : résistance de collecteur
V_{CC} : générateur de pôlarisation du circuit de sortie.
La jonction E – B est pôlarisée dans le sens direct $\Rightarrow V_{BE} > 0$
La jonction B – C est polarisée dans le sens inverse $\Rightarrow V_{BC} < 0$
En émetteur commun V_E est pris comme potentil de référence. On a donc :

$$V_E = 0\,V \Rightarrow V_B > 0 \text{ et } V_C > 0$$

D'autre part on a :

$$V_{CE} > 0,\ V_{BE} > 0,\ I_C > 0,\ I_B > > 0 \text{ et } I_E < 0$$

(voir leçon 24, paragraphe IV, 1ère exemple)

II - CARACTÉRISTIQUES STATIQUES :

1 - ALLURE DES CARACTÉRISTIQUES :

a) Rappel :

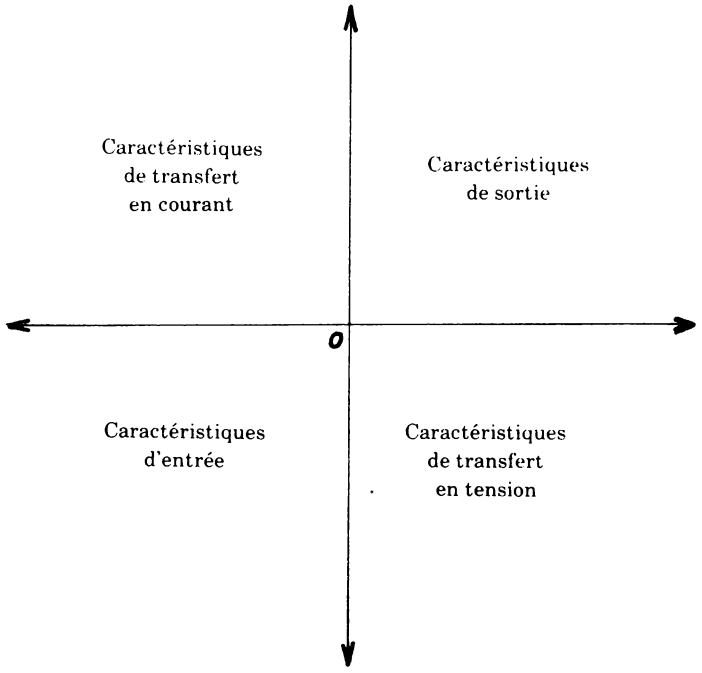


Fig.214

b) Allure :

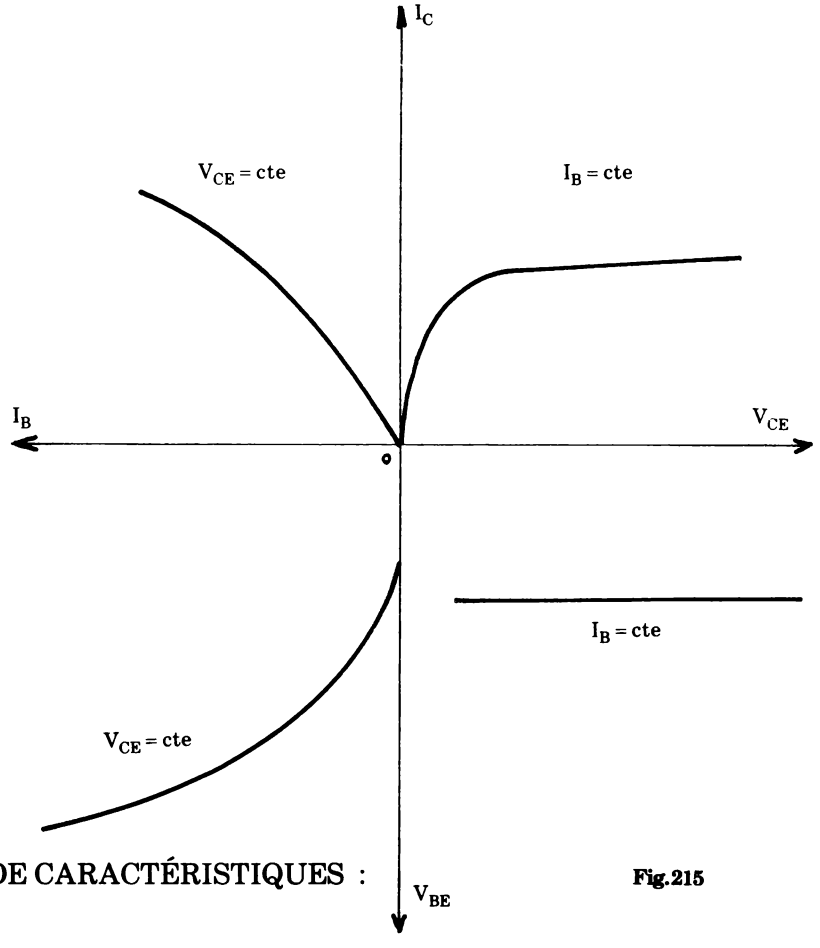


Fig.215

2 - EXEMPLES DE RÉSEAUX DE CARACTÉRISTIQUES :

(voir pages suivantes)

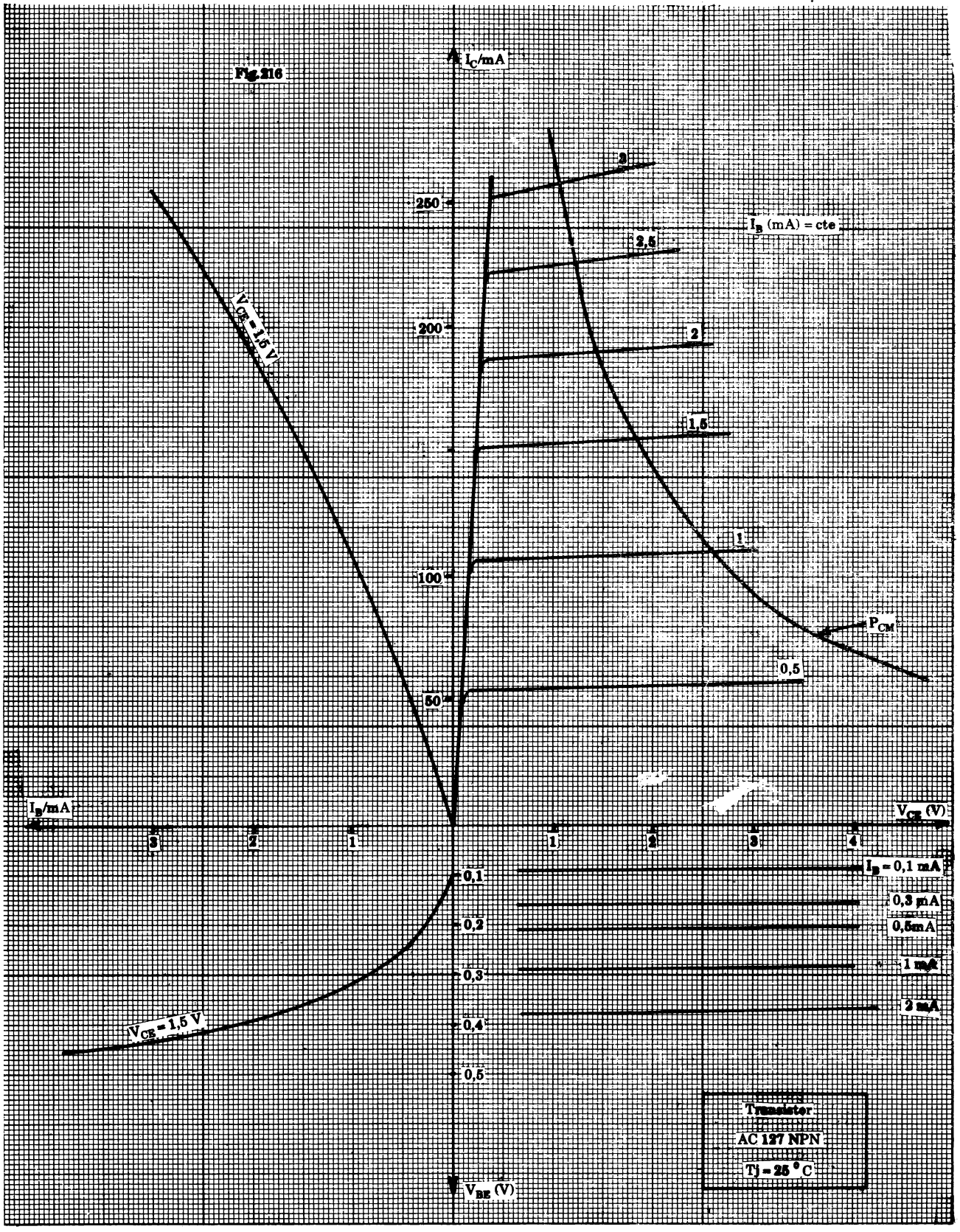
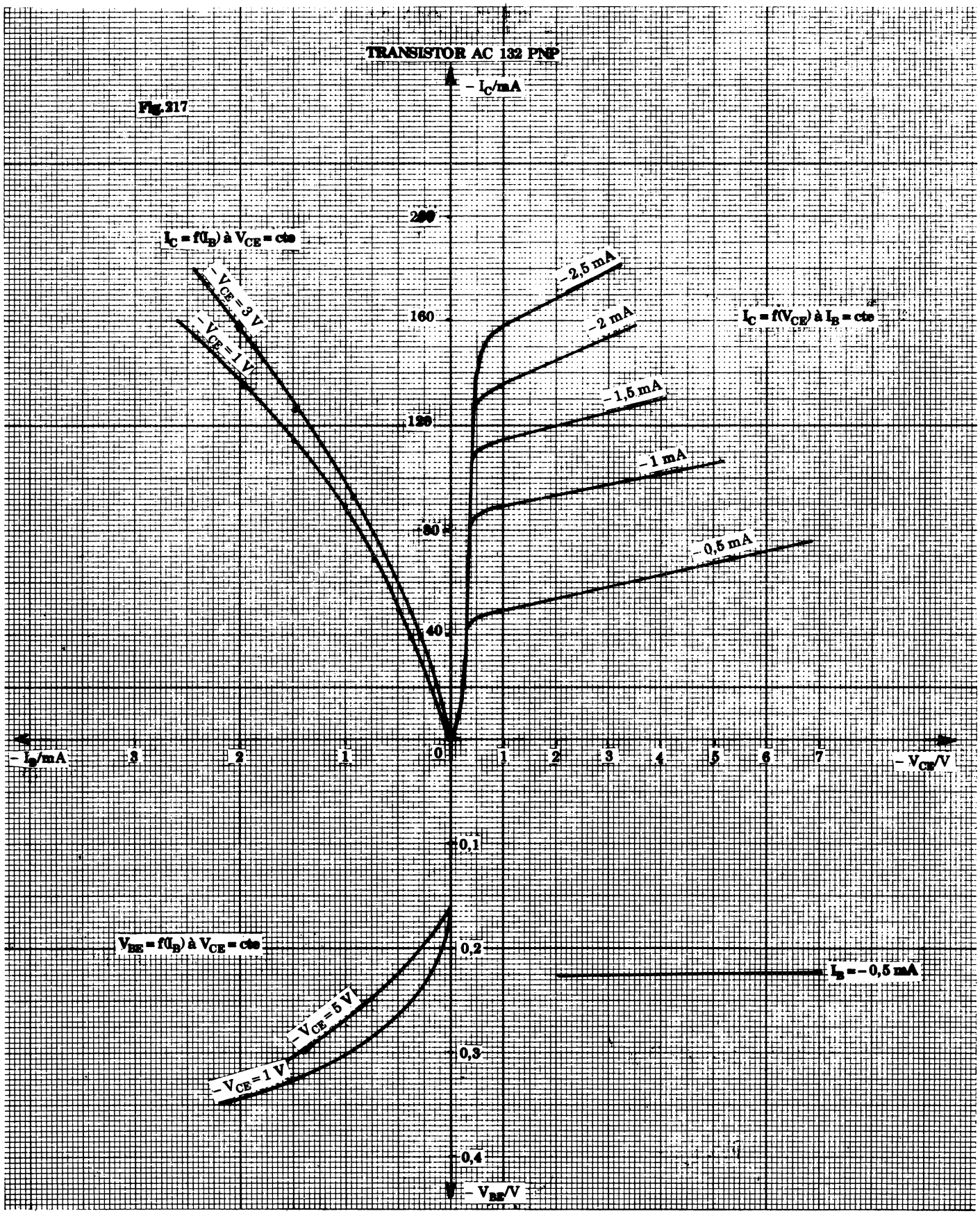


Fig. 216
I_C/mA
250
200
100
50
3
2,5
2
1,5
1
0,5
I_B (mA) = cte
V_{CE} = 50 V
V_{CE} = 1,5 V
P_{CM}
I_B/mA
3
2
1
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
V_{CE} = 1,5 V
V_{CE} (V)
1
2
3
4
I_B = 0,1 mA
0,3 mA
0,5mA
1 mA
2 mA
Transistor
AC 127 NPN
Tj = 25 °C
V_{BE} (V)


TRANSISTOR AC 132 PNP
Fig. 217
$-I_C$/mA
200
160
120
80
40
$I_C = f(I_B)$ à V_{CE} = cte
$-V_{CE} = 3$ V
$-V_{CE} = 1$ V
$I_C = f(V_{CE})$ à I_B = cte
$-2{,}5$ mA
-2 mA
$-1{,}5$ mA
-1 mA
$-0{,}5$ mA
$-I_B$/mA
3
2
1
0
1
2
3
4
5
6
7
$-V_{CE}$/V
0,1
0,2
0,3
0,4
$V_{BE} = f(I_B)$ à V_{CE} = cte
$-V_{CE} = 5$ V
$-V_{CE} = 1$ V
$I_B = -0{,}5$ mA
$-V_{BE}$/V

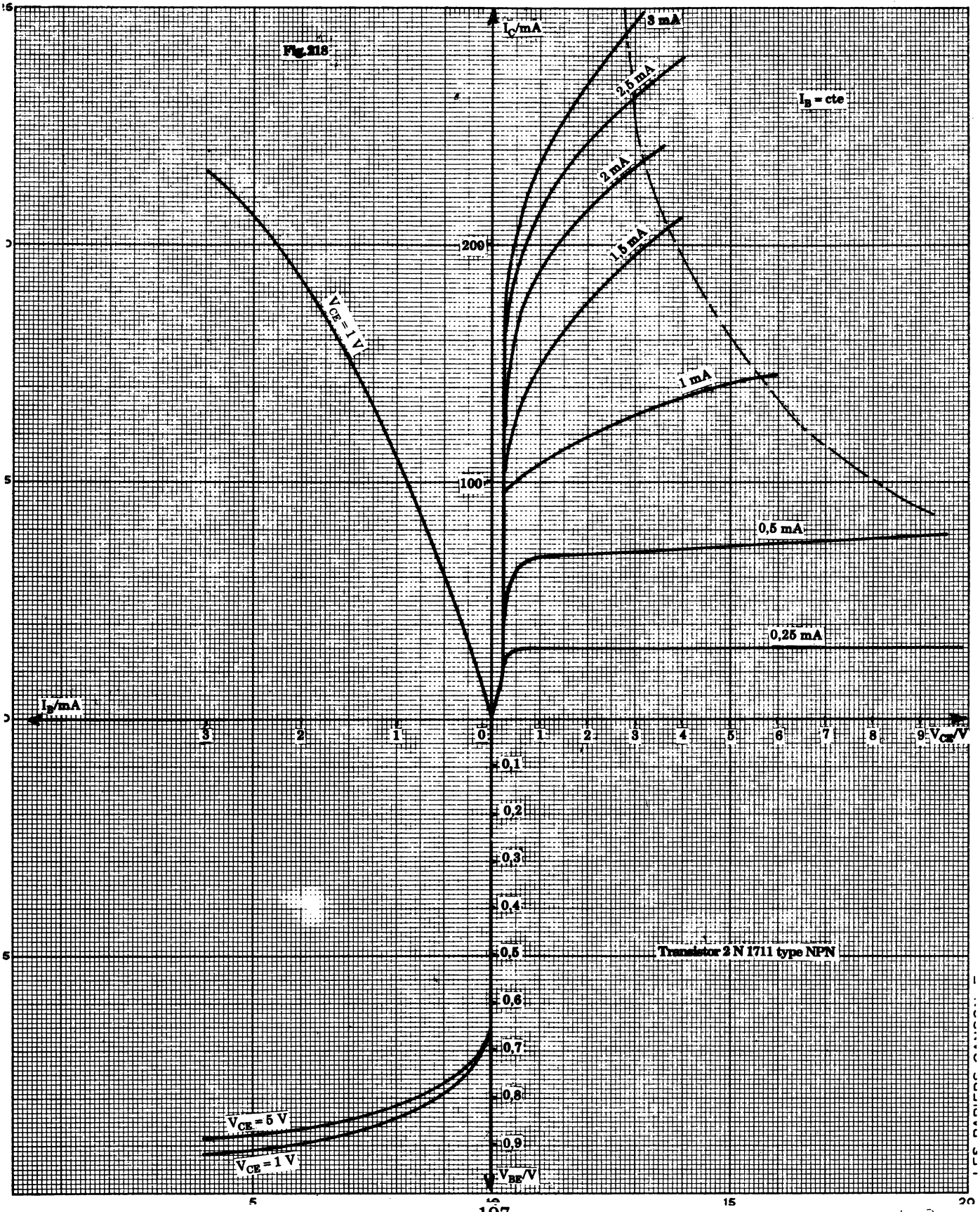


Fig. 218
I_C/mA
3 mA
2,5 mA
2 mA
1,5 mA
1 mA
0,5 mA
0,25 mA
I_B = cte
200
100
V_{CE} = 1 V
I_B/mA
V_{CE}/V
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
0,6
0,7
0,8
0,9
V_{BE}/V
Transistor 2 N 1711 type NPN
V_{CE} = 5 V
V_{CE} = 1 V

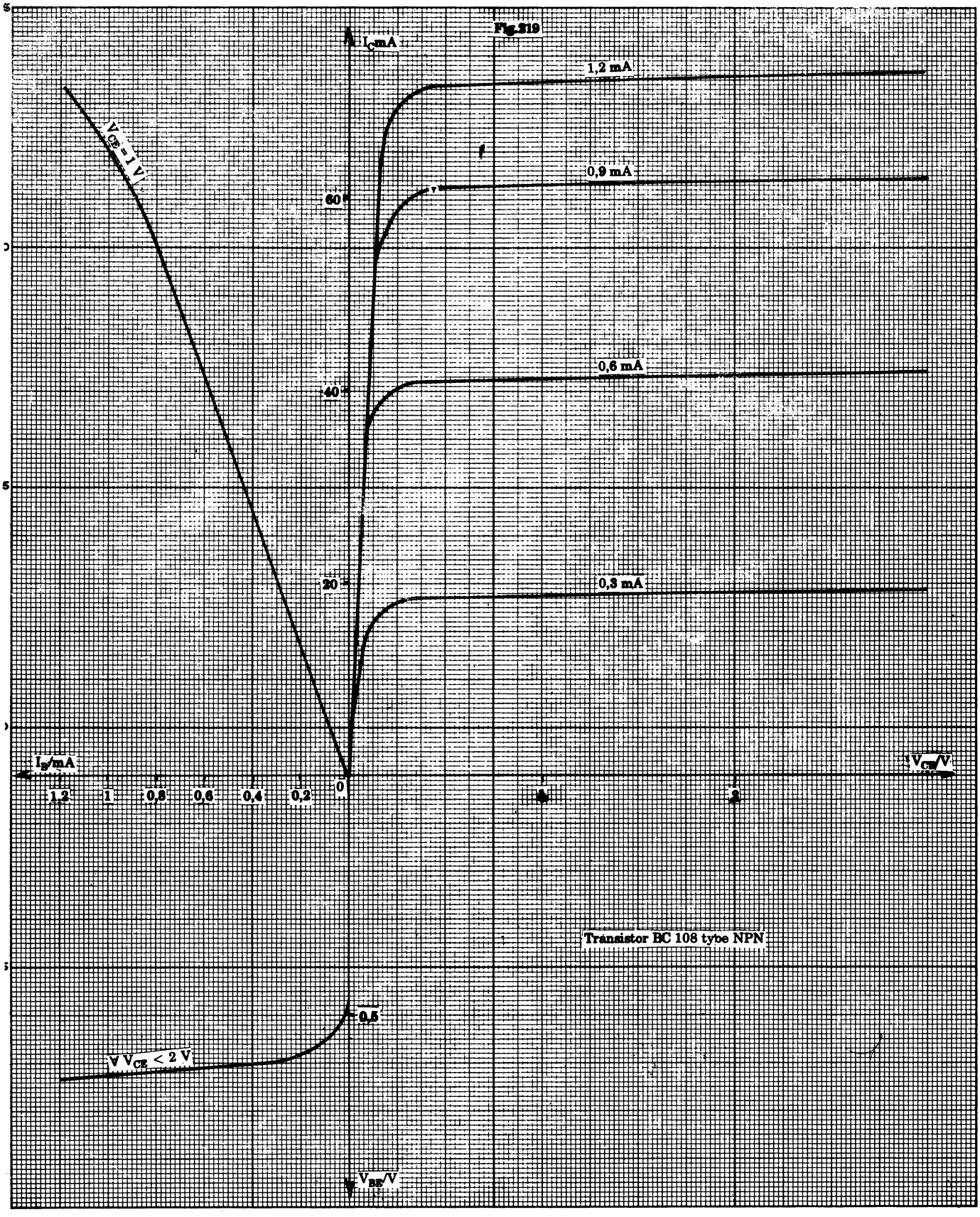


Fig.219
I_CmA
1,2 mA
0,9 mA
0,6 mA
0,3 mA
V_{CE} = 1 V
60
40
20
I_B/mA
1,2
1
0,8
0,6
0,4
0,2
0
V_{CE}/V
1
2
Transistor BC 108 tybe NPN
0,5
$\forall V_{CE} < 2$ V
V_{BE}/V

III - POINT DE FONCTIONNEMENT STATIQUE OU DE REPOS :

Pour faire fonctionner un système à transistors, il est nécessaire de fixer le point de fonctionnement de chaque transistor. C'est ce qu'on appelle pôlariser un transistor.

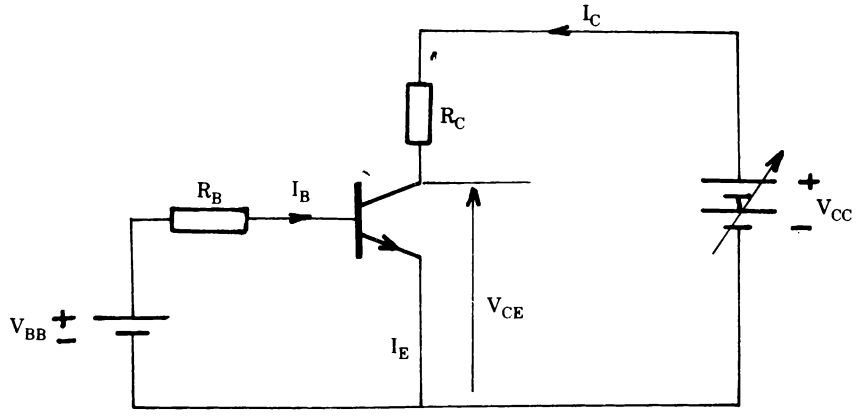


Fig.220

Lorsque les quatres paramètres extérieurs V_{BB}, V_{CC}, R_B et R_C sont choisis, le transistor se trouve (pour une température donnée) dans un état invariable défini par les valeurs que prennent les quatres paramètres propres au transistor. Ces paramètres sont I_B, I_C, V_{BE} et V_{CE}
Les valeurs que prennent ces paramètres sont dites : valeurs de repos. Elles sont notées : I_{B_o}, I_{C_o}, V_{CE_o} et V_{BE_o}

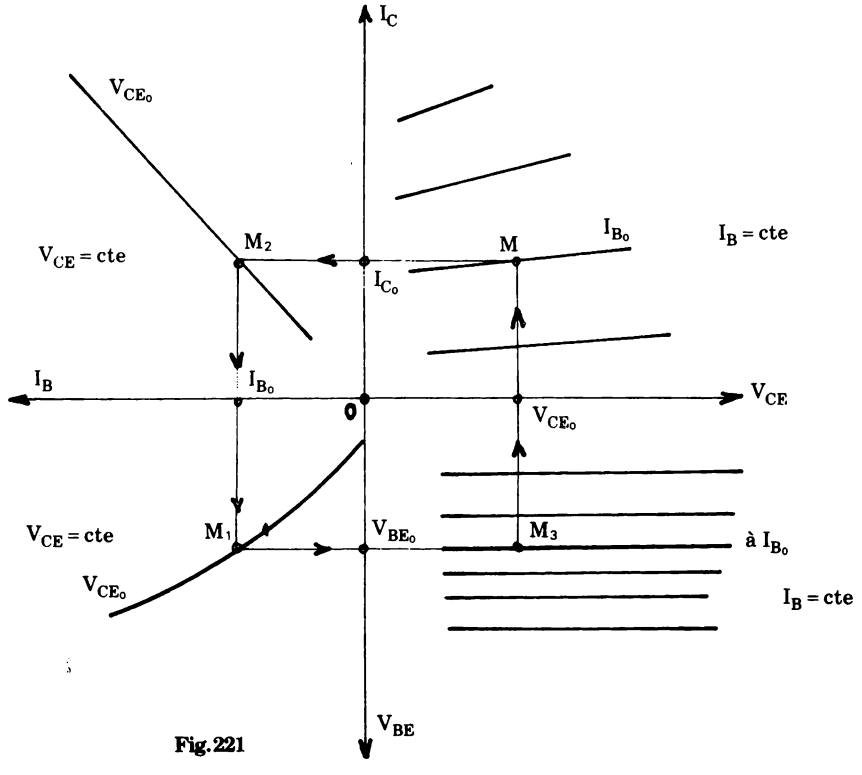


Fig.221

Les points M_1, M_2, M_3 et M sont dits points de fonctionnement statiques ou de repos.
Notons que lorsque les points de repos sont fixés, I_E et V_{CB} sont fixés et prennent les valeurs de repos I_{E_0} et V_{CB_0}.

Exercice N° 25 :

On considère les réseaux de caractéristiques du transistor AC 132. On se propose de déterminer les coordonnées des points de repos relatifs à chaque réseau sachant que :
$I_{B_0} = -0{,}5$ mA et $V_{BE_0} = -0{,}225$ V.

LEÇON 29

ANALYSE DES RÉSEAUX DE CARACTÉRISTIQUES PARAMÈTRES INTERNES DU TRANSISTOR

MONTAGE EN E. C.

1 – RÉSEAU DE SORTIE :

a) Propriété :

Les caractéristiques sont presque rectilignes et peu inclinées sur l'horizontale : donc le courant I_C varie peu quand V_{CE} varie :

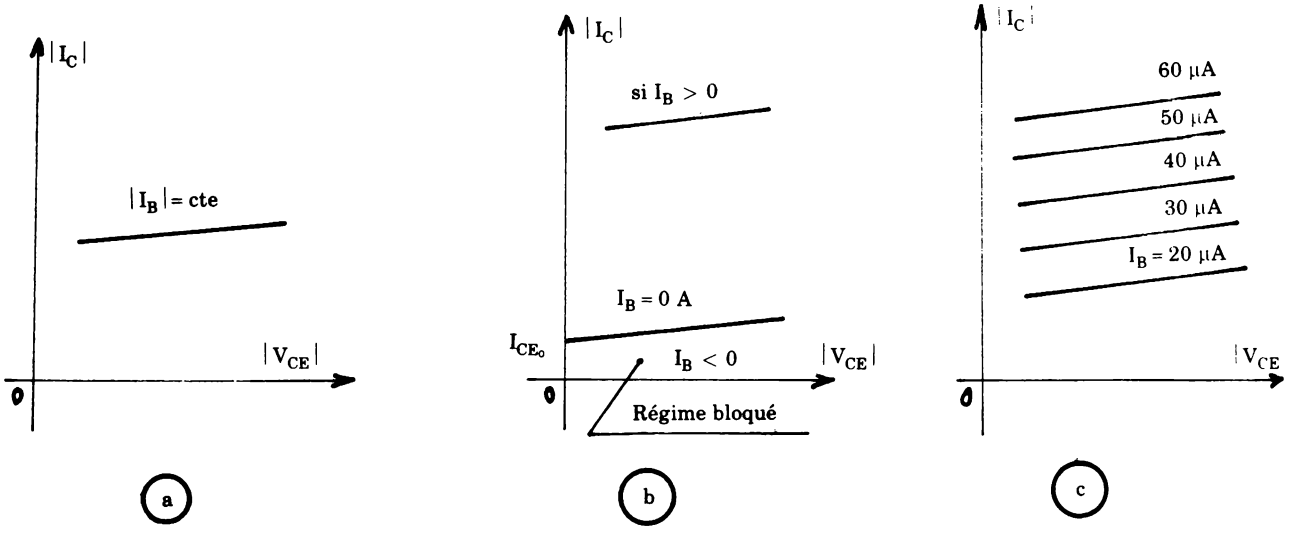


Fig.222

Les caractéristiques sont presque équidistantes pour des valeurs de I_B régulièrement échelonnées. (fig.222 – c)

Pour $I_B = 0$ A, la caractéristique $I_C = f(V_{CE})$ correspond au courant résiduel I_{CE_o}. En dessous de $I_B = 0$ A, (quand I_B change de signe) le transistor ne conduit pas : Il est en régime bloqué (fig.222 – b). [Voir 24ème leçon, II, 2].

$$\text{pour } I_B = 0 \text{ on a } |I_E| = |I_C| = I_{CE_o}$$

b) Résistance de sortie :

b_1 – Définition :

On appelle résistance de sortie d'un transistor, le quotient d'un accroissement de la tension de sortie ΔV_{CE} par l'accroissement ΔI_C du courant de sortie correspondant, le courant d'entrée I_B étant gardé constant.

$$\rho = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} \quad \text{à } I_B = \text{cte}$$

$$I_B = \text{cte} \Leftrightarrow \Delta I_B = 0$$

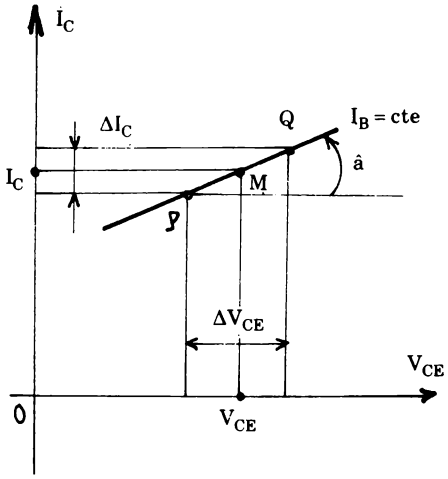


Fig.223

$$\rho = \frac{1}{\text{tg } â} = \text{Cotg } â$$

Autour du point (V_{CE} , I_C), nous choisissons deux point P et Q encadrant le point M.(voir fig.223)

b_2 – Exemple :

Soit un transistor AC 125.
Point M ($V_{CE} = -5$ V, $I_C = -3{,}6$ mA) ; $I_B = \text{cte} = -20$ µA
Quand $|V_{CE}|$ croît de 1 V à 10 V, $|I_C|$ passe de 3 mA à 4,6 mA.
Déterminons la résitance de sortie du transistor en E.C :

$$\rho = \frac{10-1}{4{,}6-3} = 5{,}6\ \text{k}\Omega \text{ . à } I_B = -20\ \mu\text{A}$$

b_3 – Remarques :

* Si la caractéristique $I_C = f(V_{CE})$ à $I_B = \text{cte}$ est une droite, la résistance de sortie ρ du transistor est constante et représente l'inverse de la pente de cette droite ; plus cette caractéristique se rapproche de l'horizontale et plus ρ est grande.

* Si cette caractéristique n'est pas une droite, alors ρ n'est pas constante et dépend du point M considéré.

2 – RÉSEAU D'ENTRÉE :

a) Propirétés :

Les caractéristiques $V_{BE} = f(I_B)$ sont pratiquement les mêmes quelle que soit la valeur de la tension de sortie V_{CE} (voir fig.218)

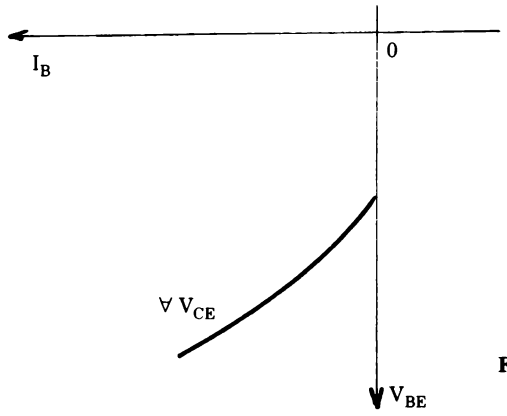


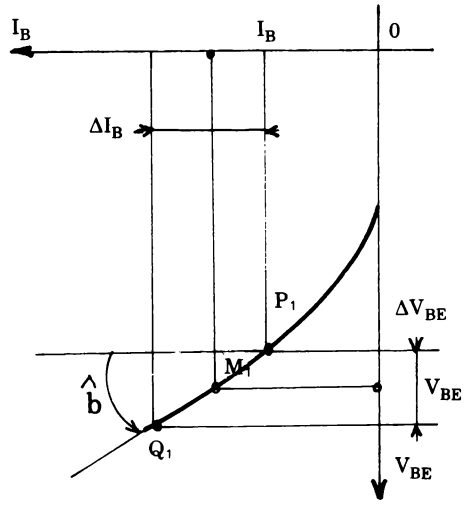
Fig.224

b) Résistance d'entrée :

b_1 – Définition

On appelle résistance d'entrée le quotient d'un petit accroissement Δ_{BE} de la tension d'entrée, par le petit accroissement correspondant ΔI_B, la tension de sortie étant gardée constante.

$$r = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} \text{ à } V_{CE} = cte \qquad V_{CE} = cte \Leftrightarrow \Delta V_{CE} = 0$$



$$r = tg . \hat{b}$$

Fig.225

Pour déterminer r on choisit deux points P_1 et Q_1 voisins du point M_1 où l'on veut déterminer r.

b_2 – Exemple :

Transistor AC 132
Point M_1 ($I_B = -1{,}5$ mA ; $V_{BE} = -0{,}34$ V)
La courbe $V_{BE} = f(I_B)$ est tracée à $V_{CE} = -1$ V
Quand $|V_{BE}|$ passe de 0,3 à 0,36 V, $|I_B|$ passe de 1 mA à 2 mA

$$r = \frac{0{,}36 - 0{,}3}{0{,}2 - 0{,}1} = 60\ \Omega \text{ à } V_{CE} = -1 \text{ V}$$

3 – RÉSEAU DE TRANSFERT EN COURANT :

a) Relevé expérimental :

On maintient V_{CE} = cte et on relève $I_C = f(I_B)$

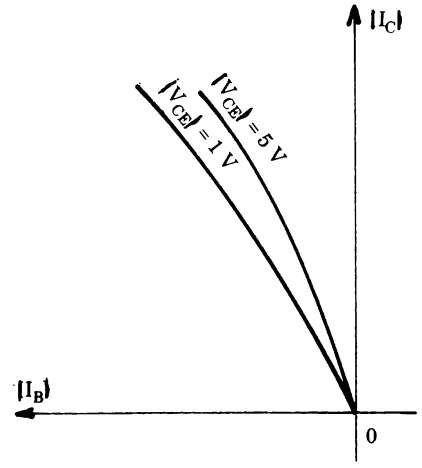


Fig.226

b) Construction à partir du réseau de sortie :

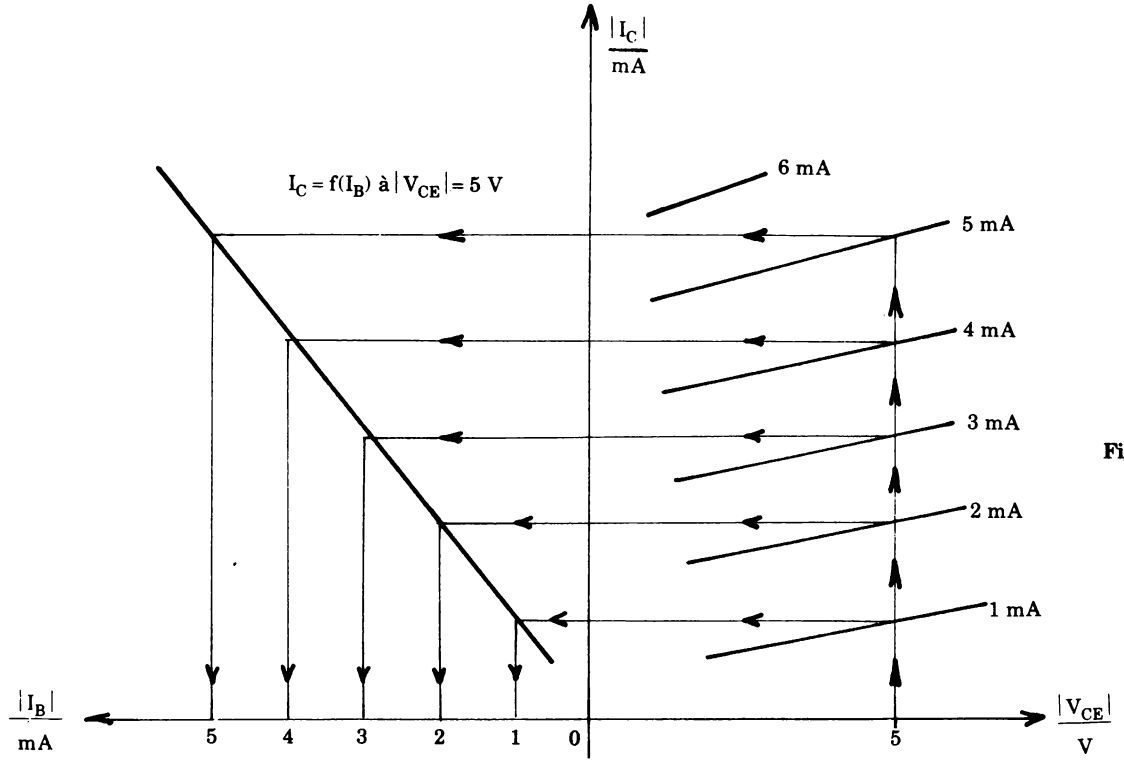


Fig.227

c) Propriétés :

Les caractéristiques $I_C = f(I_B)$ à V_{CE} = cte sont très peu différentes les unes des autres. Elles nous permettent de vérifier que de faibles variations de I_B entrainent des variations importantes de I_C (pour une même tension V_{CE}).

d) Rapport de transfert en courant du transistor en E. C. :

d_1) Définition :

C'est le rapport :

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \text{ à } V_{CE} = \text{cte} \qquad V_{CE} = \text{cte} \Leftrightarrow \Delta V_{CE} = 0$$

d_2) Exemple :

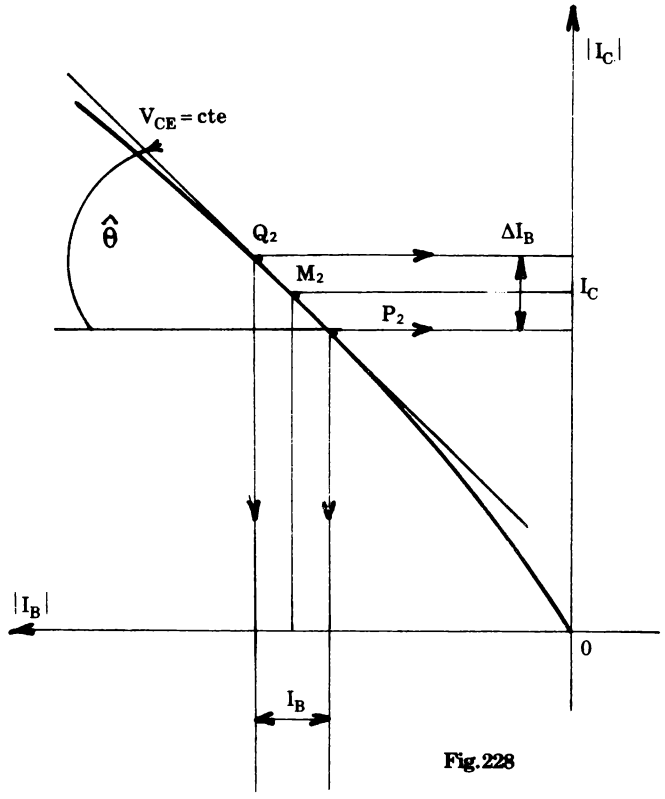


Fig.228

$\beta = \text{tg } \theta$

Transistor AC 132

Point $M_2(I_B = -1 \text{ mA}, I_C = -90 \text{ mA})$ à $V_{CE} = -1$ V

$\Delta I_C = 20$ mA

$\Delta I_B = 0{,}375$ mA

$$\beta = \frac{20}{0{,}375} \simeq 54 \text{ à } V_{CE} = -1 \text{ V}$$

e) Relation entre $\alpha_{(en\ BC)}$ et $\beta_{(en\ EC)}$:

On a $|I_E| = |I_C| + |I_B|$

pour une petite variation ΔI_E , il correspond une petite variation ΔI_C et une petite variation ΔI_B et on peut écrire :

$$\Delta I_E = \Delta I_C + \Delta I_B \quad \text{d'où} \quad \Delta I_B = \Delta I_E - \Delta I_C$$

Ce qui donne en divisant par ΔI_C :

$\frac{\Delta I_B}{\Delta I_C} = \frac{\Delta I_E}{\Delta I_C} - 1$ ou encore d'après la définition de α et β :

$\frac{1}{\beta} = \frac{1}{\alpha} - 1$ qu'on peut écrire aussi

$$\boxed{\beta = \frac{\alpha}{\alpha - 1}} \qquad \boxed{\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}}$$

quant α tend vers 1 $\Rightarrow$ β devient très grand.

Exemples :

Si $\alpha = 0{,}98$ on a $\beta = 49$
Si $\alpha = 0{,}99$ on a $\beta = 99$
Si $\alpha = 0{,}995$ on a $\beta = 199$

la mesure de α doit donc être très précise si on veut éviter des erreurs sur β.

f) Remarque : β statique (β_s)

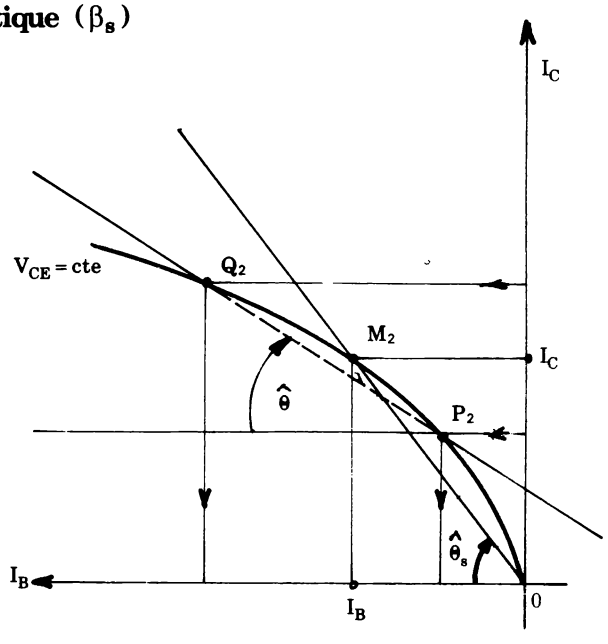


Fig. 229

Le rapport de transfert statique β_s s'écrit :

$$\beta_s = \frac{I_C}{I_B} \quad \text{on a aussi} \quad \beta_s = \text{tg } \theta_s$$

β_s est différent de β (dynamique). Si la courbe I_C (I_B) est une **droite** passant par l'origine des axes, alors $\beta = \beta_s$ (car $\theta = \theta_s$).

4 – PROPRIÉTÉS :

a) Propriétés :

L'influence de la tension de sortie sur la tension d'entrée est faible. Les caractéristiques $V_{BE}(V_{CE})$ à I_B = cte sont donc presque horizontales. Elles sont rarement fournies par les constructeurs de transistors.

b) Rapport de transfert en tension :

C'est un nombre très inférieur à 1 (car $V_{BE} < V_{CE}$) et sans dimensions .

$$\mu = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}} \text{ à } I_B = \text{cte} \qquad \mu = \text{tg d}$$

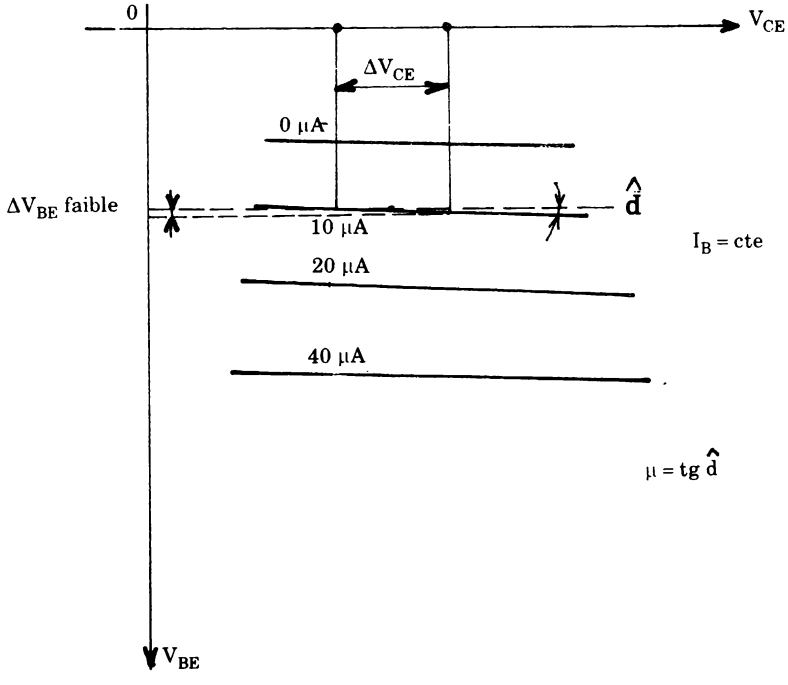


Fig.230

Exercice n ° 26 (résolu)

Les mesures suivantes ont été faites sur un transistor :
a) $I_B = 100\ \mu A$, $I_C = 4\ mA$, $V_{CE} = 5\ V$, $V_{BE} = 0,2\ V$
b) $I_B = 50\ \mu A$, $I_C = 4,4\ mA$, $V_{CE} = 10\ V$, $V_{BE} = 0,2\ V$.
Déduire de ces résultats :

1) Les rapports de transfert en courant α et β
2) La résistance d'entrée du transistor en émetteur commun.
3) La résistance de sortie du transistor en émetteur commun.

Solution :

1) D'après les mesures a et b, V_{CE} reste constante et égale à 5 V.
on relève : $\Delta I_C = 2\ mA$ et $\Delta I_B = 50\ \mu A$

– le rapport de transfert en courant β est :

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \text{ à } V_{CE} = 5\ V$$

$$\beta = \frac{2}{50.10^{-3}} = 40 \text{ à } V_{CE} = 5\ V$$

– le rapport de transfert en courant α est :

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} = \frac{40}{40 + 1} = 0,975$$

2 – RESISTANCE D'ENTREE :

$$r = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} \text{ à } V_{CE} = cte$$

à $V_{CE} = 5\ V$ on a $\Delta V_{BE} = 0,04\ V$ et $\Delta I_B = 50\ \mu A$

$$r = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{0,04}{50.10^{-6}} = 800\ \Omega \text{ à } V_{CE} = 5\ V$$

3) $\rho = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C}$ à $I_B = cte$

Pour $I_B = 100.\mu A = cte \Rightarrow \Delta V_{CE} = 5\ V$ et $\Delta I_C = 0,4\ mA$

$$\rho = \frac{5}{0,4} = 12,5\ k\Omega \text{ à } I_B = 100\ \mu A$$

Exercice N° 27 :

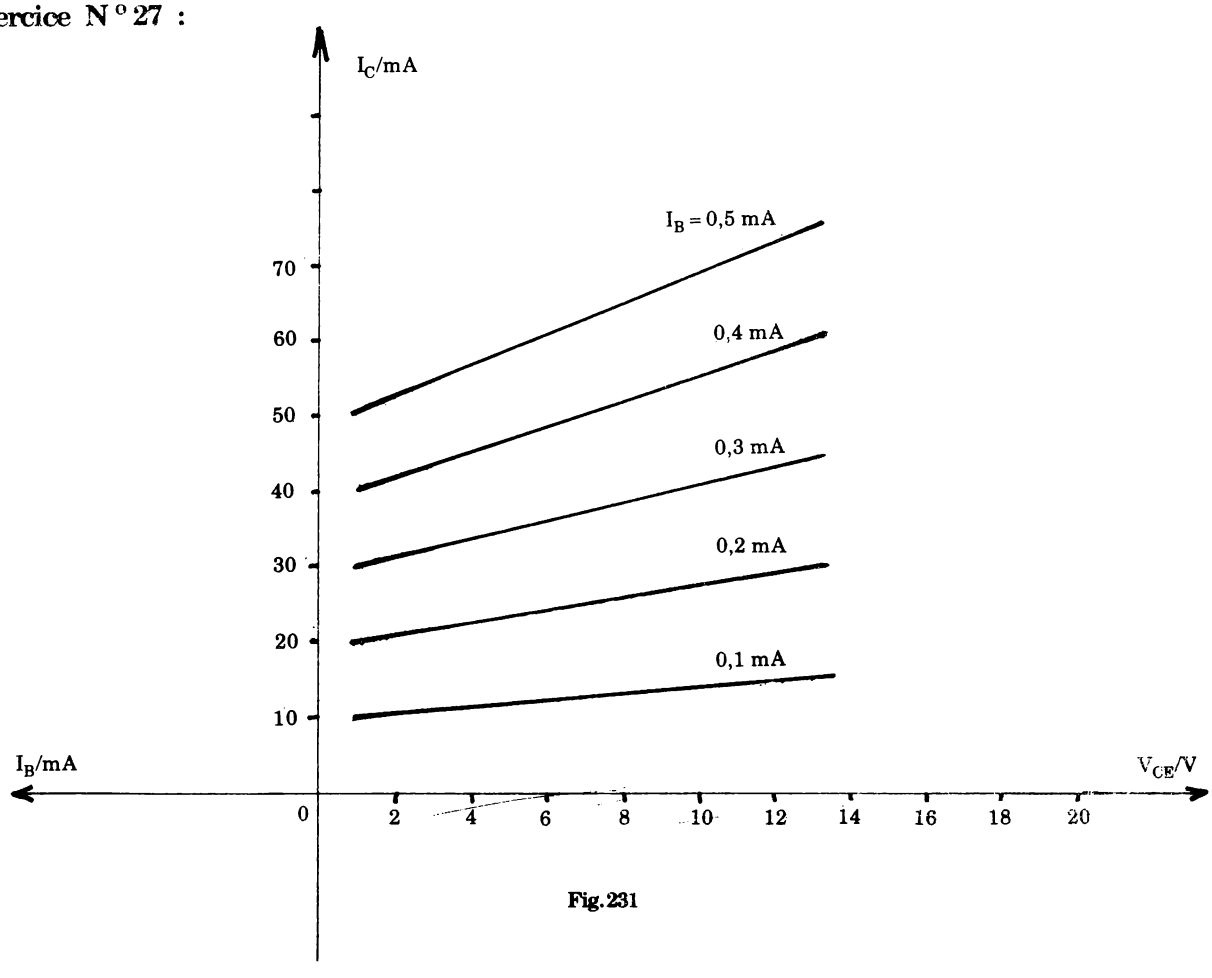


Fig.231

D'après le réseau ci-dessus où les caractéristiques sont rectilignes :

1) Calculer la résistance de sortie correspondante à chaque caractéristique.
2) Calculer le rapport de transfert β pour les valeurs suivantes de V_{CE} : 4 V, 8 V , 10 V, 18 V.
3) Calculer les valeurs du rapport de transfert α correspondant aux valeurs trouvées de β.
4) Tracer les caractéristiques $I_C = f(I_B)$ à V_{CE} = cte : prendre V_{CE} = 4 V, 8 V, 10 V, 18 V.

LEÇON 30

FONCTIONNEMENT EN CHARGE D'UN TRANSISTOR EN RÉGIME STATIQUE

I - DROITE D'ATTAQUE STATIQUE :

La loi des mailles appliquée au circuit d'entrée de la figure 232 donne :

$$V_{BB} = R_B \cdot I_B + V_{BE} \Leftrightarrow \boxed{V_{BE} = V_{BB} - R_B \cdot I_B}$$

Cette équation est celle d'une droite Δ dite d'attaque ou d'entrée. Pour la tracer il suffit de connaître deux points.

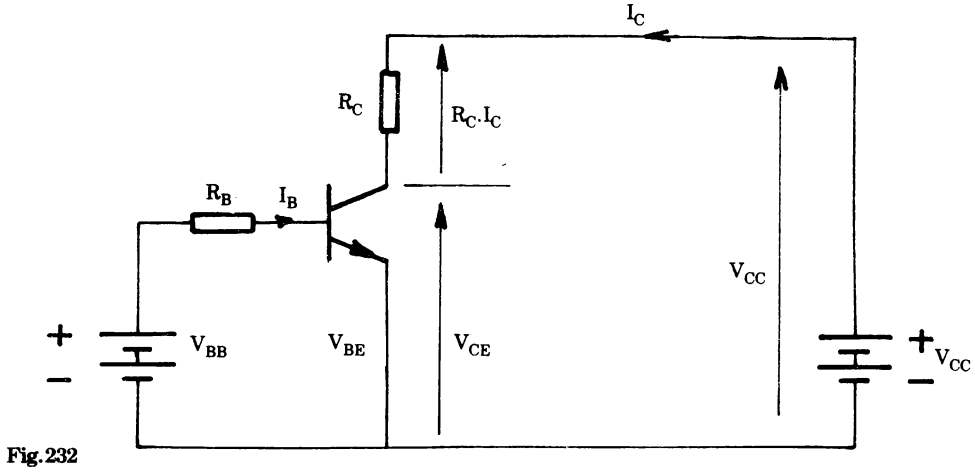


Fig.232

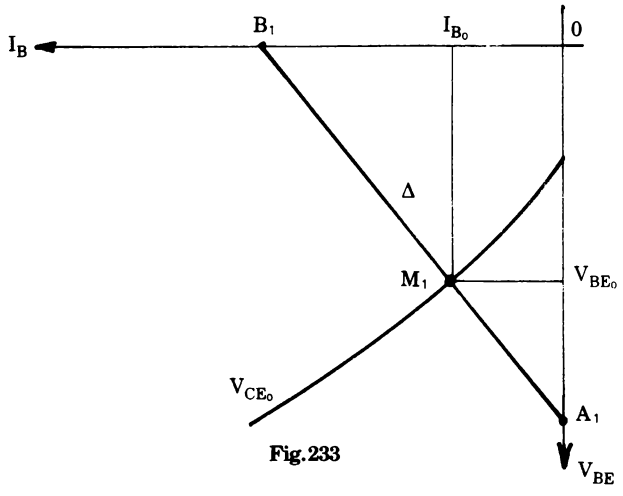


Fig.233

1er point A_1 :

$I_B = 0 \Rightarrow V_{BE} = V_{BB} \Rightarrow$ $\boxed{A_1 : (0, V_{BB})}$

2ème point B_1 :

$V_{BE} = 0 \Rightarrow I_B = \dfrac{V_{BB}}{R_B} \Rightarrow$ $\boxed{B_1 : \left(\dfrac{V_{BB}}{R_B}, 0\right)}$

Toutes les droites d'attaque passent par le point A_1 et leurs pentes varient quand R_B varie (Δ a une pente égale à $-R_B$).

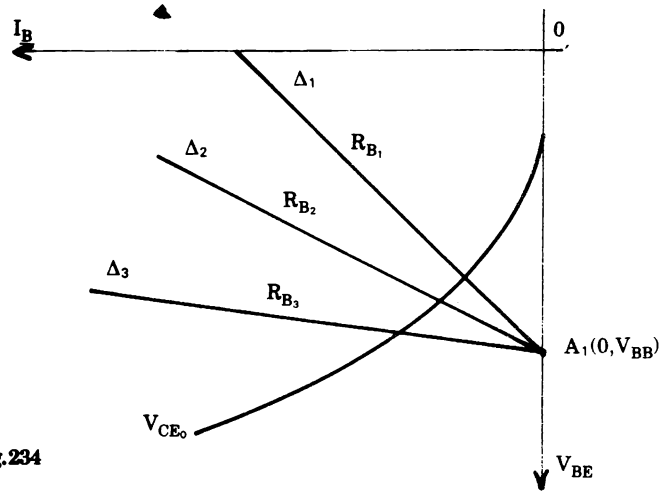


Fig.234

II - DROITE DE CHARGE STATIQUE :

Appliquons la loi des mailles au circuit de sortie. On obtient :

$V_{CC} = V_{CE} + R_C I_C \Leftrightarrow V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C \Leftrightarrow$

$$\boxed{I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} - \frac{V_{CE}}{R_C}}$$

Cette opération est celle d'une droite D dite droite de charge. Pour la tracer il suffit de connaître deux points.

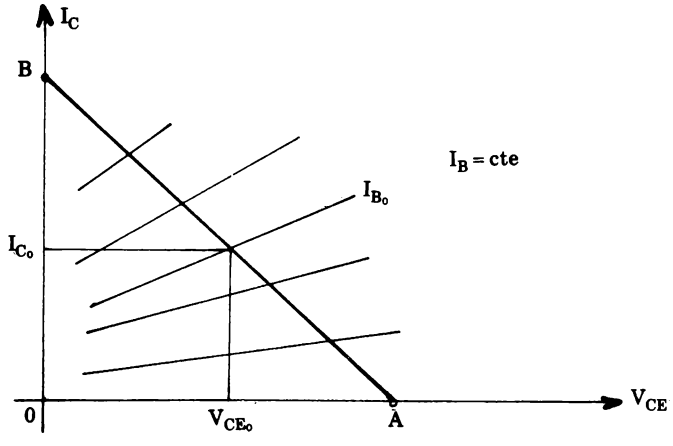


Fig.235

1er point : A

$I_C = 0 \Rightarrow V_{CE} = V_{CC} \Rightarrow A : (V_{CC}, 0)$

2ème point B :

$$V_{CE} = 0 \Rightarrow I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} \Rightarrow \quad B : (0, \frac{V_{CC}}{R_C})$$

La pente de la droite de charge D est $-\frac{1}{R_C}$. Quand R_C varie, la pente varie mais toutes les droites D passent par le point A.

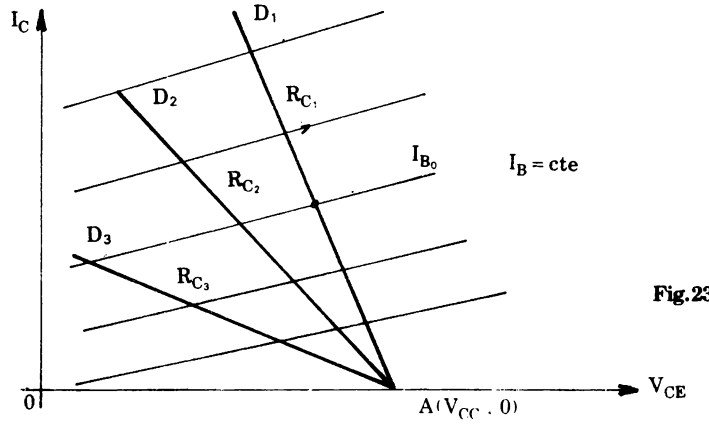


Fig.236

III - ZONE DE FONCTIONNEMENT D'UN TRANSISTOR :

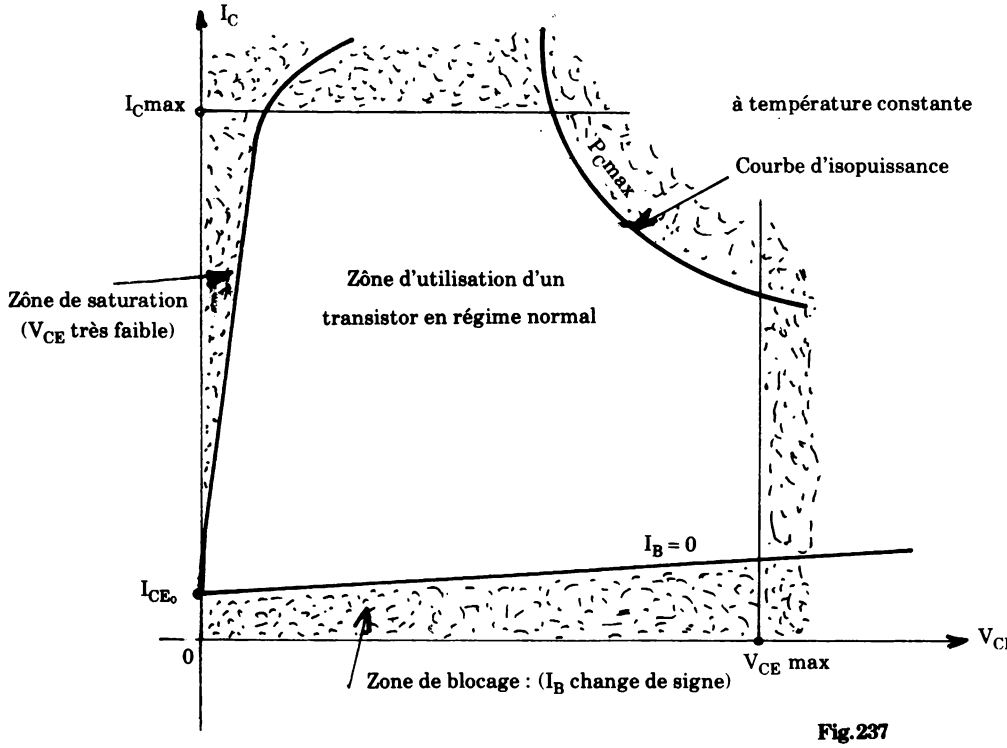


Fig.237

1 – NE PAS DÉPASSER $I_{C\,Max}$:

La caractéristique $I_C = I_{C\,Max} = cte$ (de la forme $y = cte$), correspond au courant maximal du collecteur autorisé. Ce courant est donné par le fabricant.

2 – NE PAS DÉPASSER $V_{CE\,Max}$:

La caractéristique $V_{CE} = V_{CE\,Max} = cte$ (de la forme $x = cte$) correspond à la tension d'avalanche. Cette tension est donnée par le constructeur.

3 – NE PAS DÉPASSER $P_{C\,Max}$:

La courbe $P_{C\,Max} = cte$ est définie par la relation :

$$V_{CE} \cdot I_C = P_{C\,Max} = cte \text{ (de la forme } x.y = cte)$$

La courbe représentative $I_C = \dfrac{P_{C\,Max}}{V_{CE}}$ est une hyperbole ($y = \dfrac{a}{x}$) appelée hyperbole de dissipation maximale ou d'isopuissance.

4 – REMARQUES :

a) Puissances dissipées :

En réalité la puissance dissipée dans un transistor est :

$$P_{C\,Max} = V_{CE} \cdot I_C + V_{BE} \cdot I_B$$

Comme $V_{BE} \cdot I_B << V_{CE} \cdot I_C$ on a : $P_{C\,Max} \simeq V_{CE} \cdot I_C$
(Une faible puissance $V_{BE} \cdot I_B$ permet de commander une forte puissance $V_{CE} \cdot I_C$).
La valeur de $P_{C\,Max}$ est donnée par le constructeur.

b) Attention :

Ne pas confondre $P_{C\,Max}$ et le produit $(V_{CEM} \cdot I_{CMax})$
$P_{C\,Max}$ n'est pas égal à $(V_{CE\,Max} \cdot I_{C\,Max})$ (fig.238)

$$P_{C\,Max} \neq V_{CE\,Max} \cdot I_{C\,Max}$$

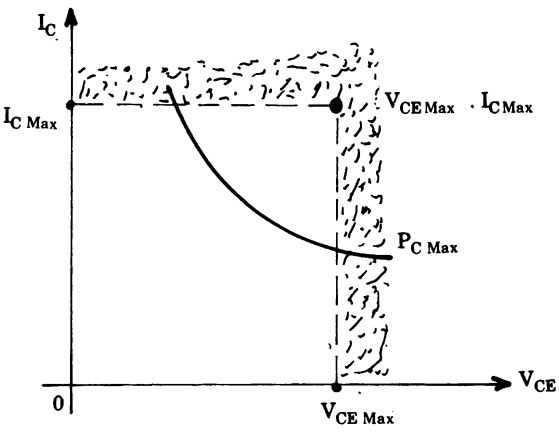


Fig.238

5 - TEMPERATURE :

a) Influence de la température sur les caractéristiques :

Expérience :

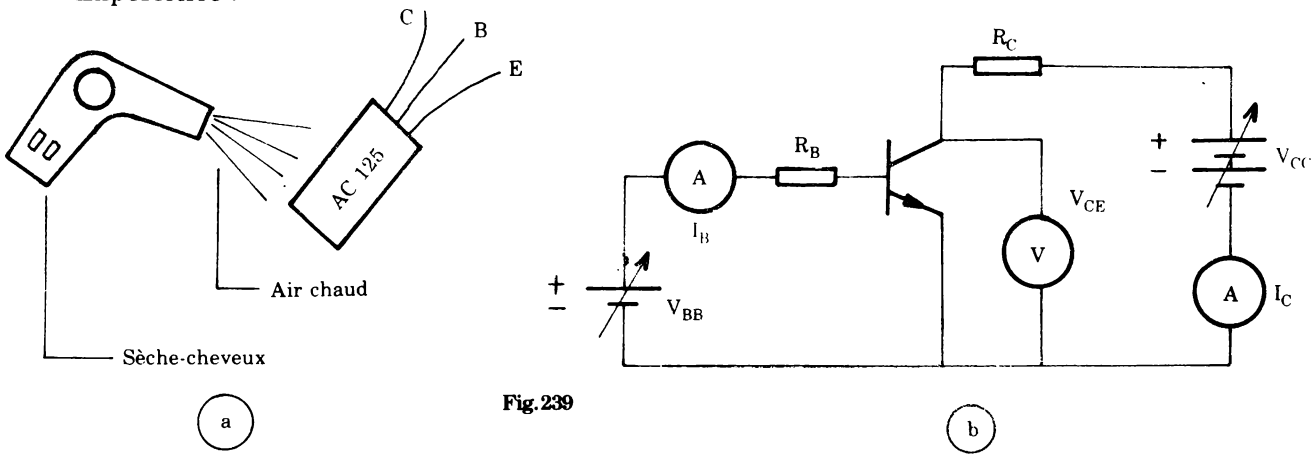


Fig.239

Résultats :

— A la température ambiante ($T_1 \simeq 25\,°C$) on a :
$I_{C_1} = -5{,}9$ mA ; $I_B = -40$ µA ; $V_{CE} = -5$ V

— A une température plus élevée ($T_2 > T_1$) On a :
$I_{C_2} = -10$ mA ; $I_B = -40$ µA ; $V_{CE} = -5$ V

(Ici le transistor est à la limite d'utilisation, $P_{C\,Max} = 500$ mW pour ce transistor).

Interprétation :

Une élévation de température modifie les points de fonctionnement ; le réseau de caractéristiques de sortie subit un déplacement vers le haut qui peut être dangereux pour le transistor.

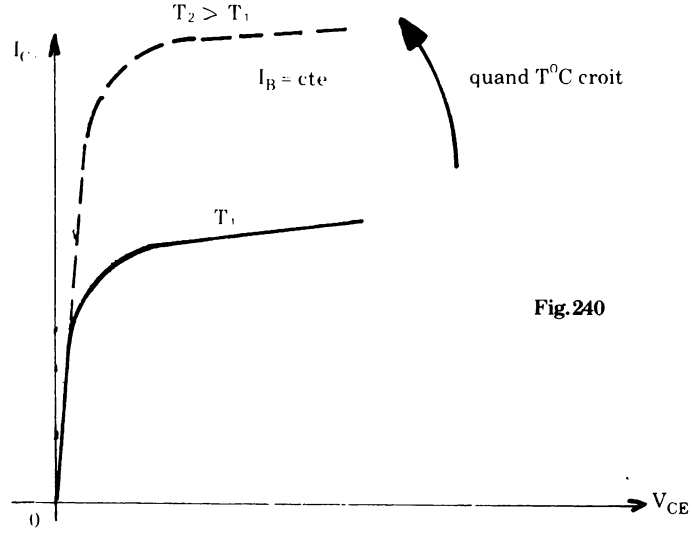


Fig.240

b) Relation entre la température et la puissance dissipée :

La puissance dissipée dans le collecteur est $P_C = V_{CE} . I_C$. Elle se transforme en chaleur. Cette chaleur est proportionnelle (entre autres) à la surface dans laquelle elle doit être évacuée. Si la surface du boîtier du transistor n'est pas suffisante, on fixe ce boîtier sur un radiateur muni d'ailettes de refroidissement .

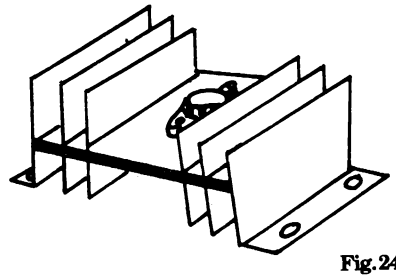


Fig.241

6 – FREQUENCE (ft) :

Le fonctionnement du transistor n'est pas le même en régime variable. Il dépend de la fréquence d'utilisation. Les fabricants donnent pour chaque transistor la fréquence de coupure...

7 – COMMENT BÉNÉFICIER DE TOUTE LA PUISSANCE DU TRANSISTOR :

La droite de charge ne doit pas couper l'hyperbole d'isopuissance pour ne pas risquer d'avoir le point de fonctionnement M dans la zône interdite.
Si on veut bénéficier de toute la puissance du transistor ($P_{C\,Max}$) on choisira une droite de charge tangente à l'hyperbole , le point de fonctionnement M étant le point de tangence(fig.242).

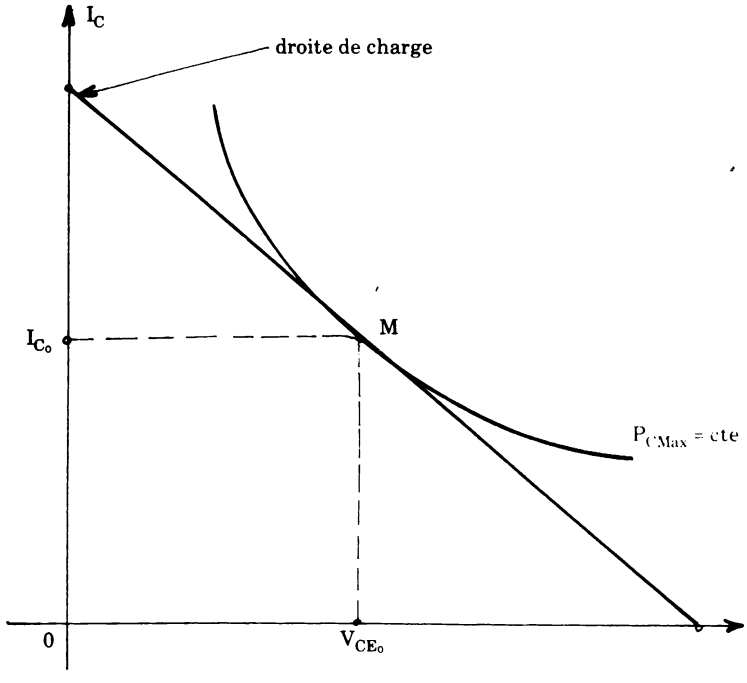
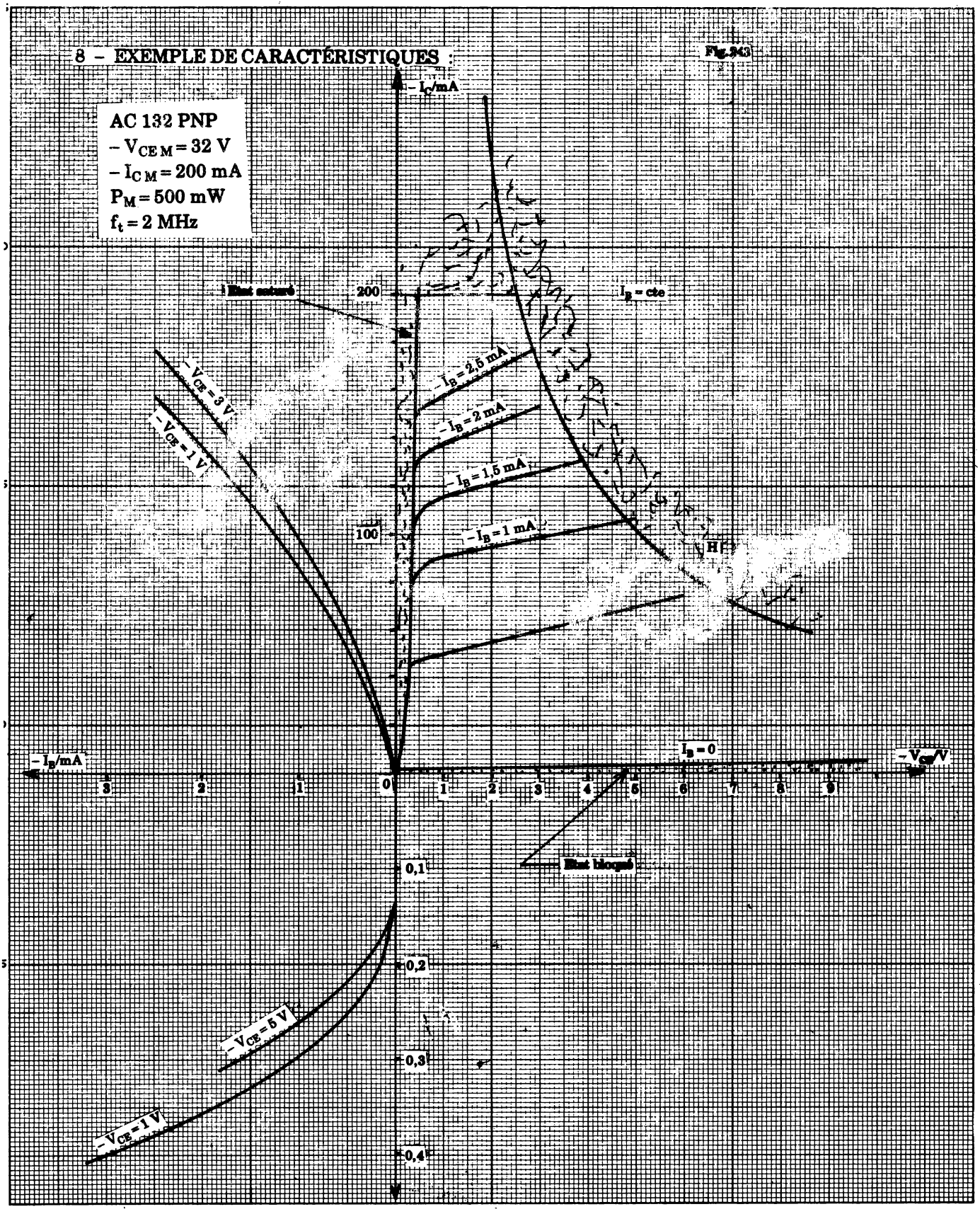


Fig.242

L'emploi d'un radiateur facilite l'évacuation de la chaleur dissipée par le transistor ce qui permet de tirer le maximum de puissance .

8 – EXEMPLE DE CARACTÉRISTIQUES :

Fig. 243



Exercice N° 28 (résolu) :

1) Avec les caractéristiques $I_C = f(V_{CE})$ à I_B = cte de l'exercice N ° 27, tracer la droite de charge pour $V_{CC} = 14$ V et $R_C = 200\ \Omega$.

2) Déterminer les coordonnées du point de repos pour $I_{B_0} = 0{,}2$ mA.

3) Pour la même droite de charge et le même point de repos, déterminer la résistance de sortie et le rapport de transfert en courant.

Solution :

1)

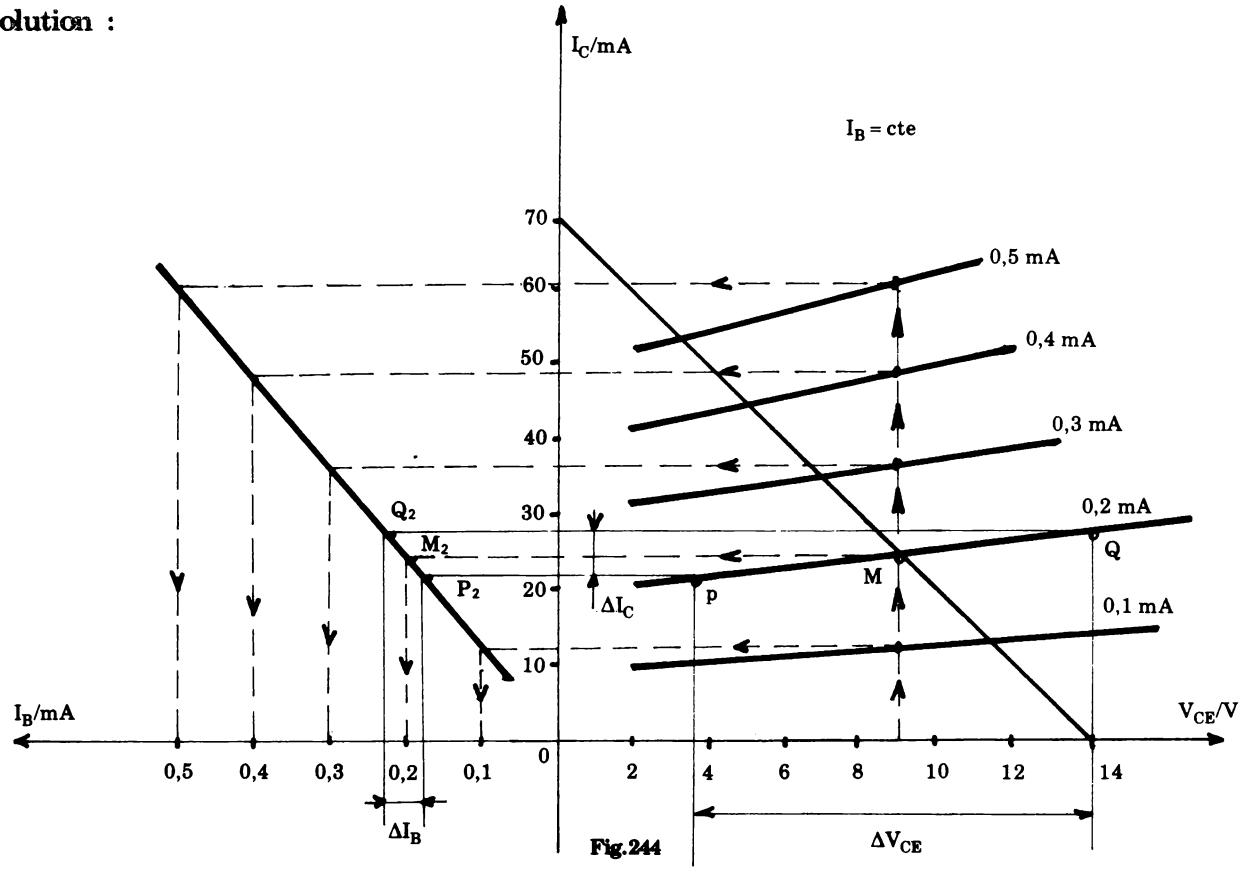


Fig.244

2) Coordonnées du point de repos M

$$M : (V_{CE_0} = 9\ V\ ,\ I_{C_0} = 25\ mA)$$

3) a) Résistance de sortie :

$$\rho = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} \text{ à } I_B = cte = I_{B_0}$$

On a $I_{B_0} = 0{,}2$ mA = cte ; la caractéristique $I_C\ (V_{CE})$ étant une droite, ρ n'est autre que sa pente. Donc pour chaque caractéristique de sortie la résistance de sortie est constante si cette caractéristique est une droite on a :

$$\left.\begin{array}{l}\Delta I_C = 6\ \text{mA} \\ \Delta V_{CE} = 10{,}6\ \text{V}\end{array}\right| \Rightarrow \rho = \frac{10{,}6}{6.10^{-3}} = 1767\ \Omega \text{ à } I_{B_0} = 0{,}2\ \text{mA}$$

b) Le rapport de transfert en courant β est :

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \text{ à } V_{CE} = \text{cte} = V_{CE_0}$$

On a $V_{CE_0} = 9$ V.

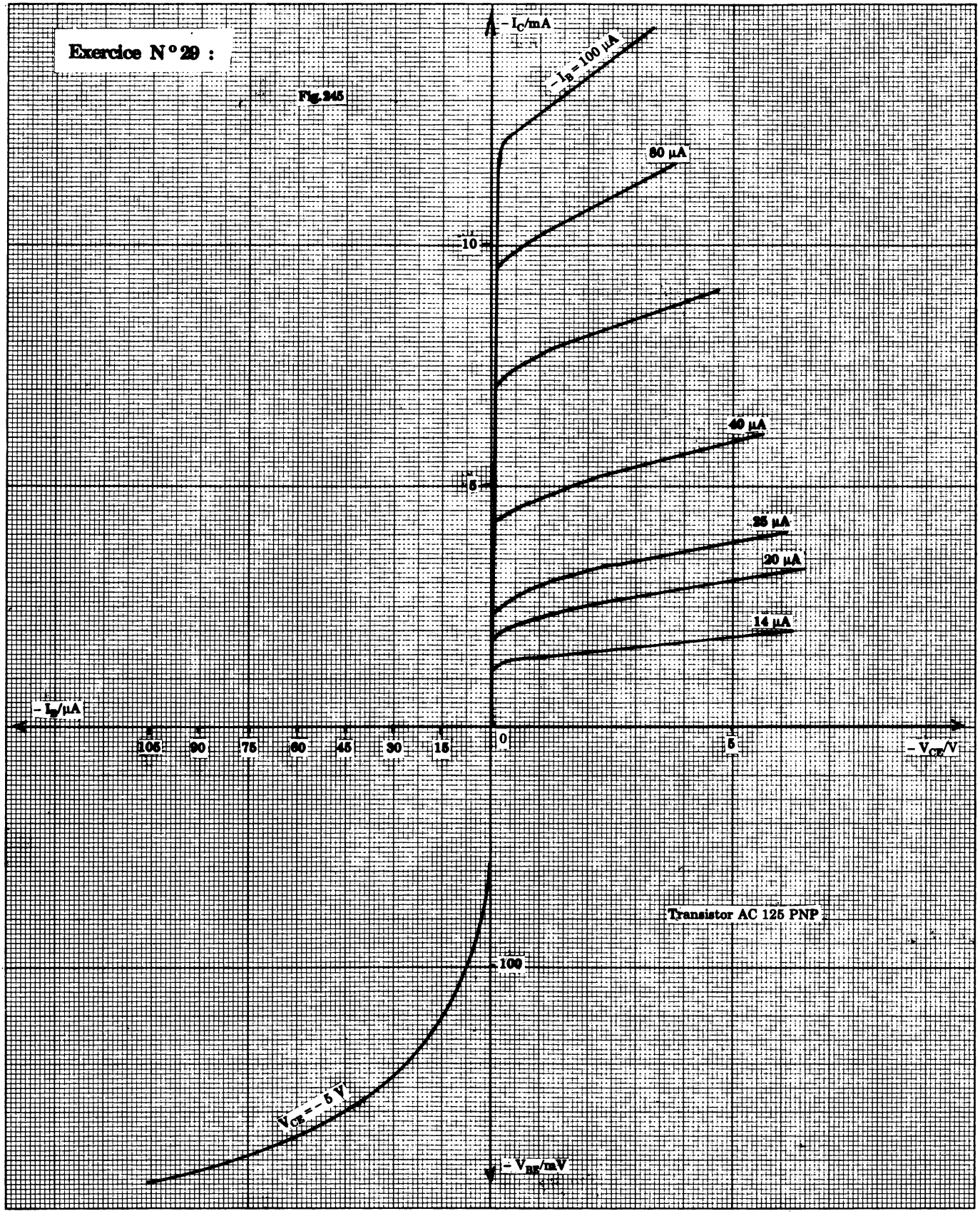
Il faut donc tracer la caractéristique de transfert en courant $I_C(I_B)$ à $V_{CE}=V_{CE_0} = \text{cte}$

On relève pour $\Delta I_C = 6$ mA, $\Delta I_B = 0{,}05$ mA

$$\beta = \frac{6 \,.\, 10^{-3}}{0{,}05 \,.\, 10^{-3}} = 120 \text{ à } V_{CE_0} = 9\ \text{V}$$

Exercice N° 29 :

Fig. 245



Le réseau ci-dessus correspond au transistor AC 125 du type PNP, en émetteur commun.
Entre le collecteur et l'émetteur on a une source $V_{CC} = 10$ V en série avec une résistance de charge $R_C = \frac{5}{6}$ kΩ.

Le courant de polarisation de la base est $I_{B_0} = 40$ μA.
Ce courant est obtenu par une f.e.m $V_{BB} = 0{,}2$ V en série avec une résistance R_B. (V_{BB} et V_{CC} sont deux générateurs parfaits de tension).

1) Faire un schéma du montage.
2) Tracer la droite de charge. Donner son équation. Placer le point de repos et relever ses coordonnées.
4) Calculer la valeur de la résistance R_B.
5) Calculer le rapport de transfert dynamique en courant.
6) Calculer la résistance d'entrée, la résistance de sortie correspondantes au régime de fonctionnement donné.
7) Sur la notice technique du fabriquant on lit :
   $P_{C\,M} = 500$ mW
   $V_{CE\,M} = 32$ V
   $I_{C\,M} = 100$ mA
   $\beta_s = 100$
   $f_t = 1{,}7$ MHz
   Délimiter la zone d'utilisation du transistor (sur une autre feuille de papier millimétré).

LEÇON 31

PROCEDES DE POLARISATION

I - INTRODUCTION :

Dans le fonctionnement en amplificateur le transistor est toujours associé à un dispositif de pôlarisation qui détermine le point de repos.
Pour éviter le blocage et la saturation du transistor, le point de repos du réseau de sortie :
— doit être voisin du milieu de la droite de charge (pour l'alternatif)
— ne doit pas varier quand la température varie. C'est à dire : il doit être stable.
La plupart des dispositifs de polarisation stabilisent le point de repos. (C'est à dire produisent une diminution de I_B quand I_C augmente sous l'effet de la température).

II - DIFFERENTS PROCÉDÉS DE POLARISATION :

Les montages utilisés jusqu'à présent présentent l'inconvénient d'utiliser deux sources pour la polarisation du transistor.

1 - POLARISATION DIRECTE :

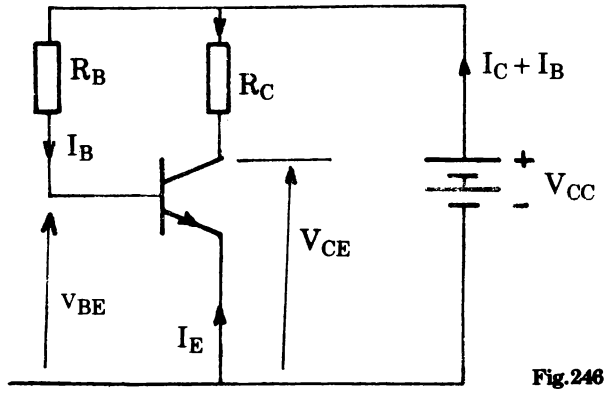


Fig.246

a) Hypothèse :

* Le point de repos est au milieu de la droite de charge $\Rightarrow V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2}$

* $V_{CC} - V_{BE} = R_B I_B$. Comme $V_{BE} << V_{CE} < V_{CC}$ donc $V_{CC} - V_{BE} \simeq V_{CC}$ et $V_{CC} = R_B \cdot I_B$

b) Calcul de R_B :

D'après la maille de sortie on peut écrire :

$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C$

Or $V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2}$ on a alors

$\frac{V_{CC}}{2} = R_{CC} - R_C I_C \Rightarrow I_C = \frac{V_{CC}}{2R_C}$

On a aussi d'après la 2ème hypothèse :

$V_{CC} = R_B \cdot I_B \Rightarrow I_B = \frac{V_{CC}}{R_B}$

pour une variation ΔI_C et ΔI_B on obtient :

$\Delta I_C = \frac{\Delta V_{CC}}{2R_C}$

$\Delta I_B = \frac{\Delta V_{CC}}{R_B}$

Or $\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$ on a donc

$\beta = \frac{\Delta V_{CC}}{2R_C} / \frac{\Delta V_{CC}}{R_B} = \frac{R_B}{2R_C} \Rightarrow \boxed{R_B = 2\beta \cdot R_C}$

2 – POLARISATION PAR RÉSISTANCE ENTRE COLLECTEUR ET BASE :

a) Hypothèse :

Elles sont les mêmes qu'en haut :

* $V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2}$

* $V_{BE} << V_{CE} \Rightarrow I_B = \frac{V_{CE}}{R_1} = \frac{V_{CC}}{2R_1}$

La loi des mailles donne :

$$\begin{cases} V_{CC} = R_C \cdot (I_C + I_B) + R_1 . I_B + V_{BE} \\ V_{CE} = R_1 I_B + V_{BE} \end{cases}$$

Pour des petites variations on obtient :

$\Delta V_{CC} = R_C(\Delta I_C + \Delta I_B) + R_1 \cdot \Delta I_B$

$\Delta I_B = \frac{\Delta V_{CC}}{2R_1}$

(Voir hypothèse)

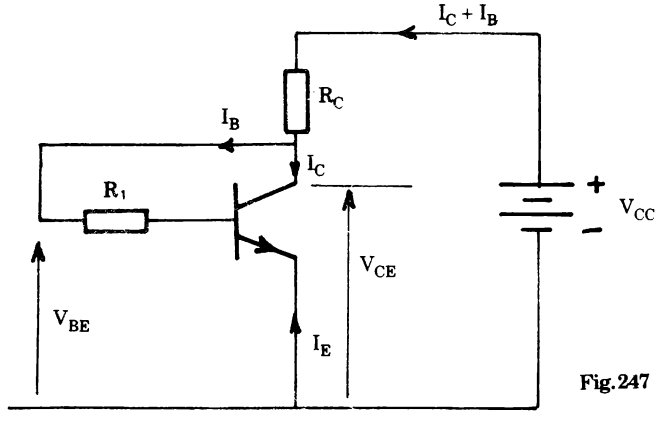


Fig.247

$$\frac{\Delta V_{CC}}{\Delta I_B} = \frac{\Delta V_{CC}}{\frac{\Delta V_{CC}}{2R_1}} = \frac{R_C(\Delta IC + \Delta I_B) + R_1 \Delta I_B}{\Delta I_B} \Rightarrow$$

$$2R_1 = R_C \left(\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} + 1 \right) + R_1 \Leftrightarrow$$

$2R_1 = R_C(\beta + 1) + R_1 \Leftrightarrow$
$R_1 = R_C (\beta + 1)$
Souvent on a $\beta >> 1 \Rightarrow$

$$\boxed{R_1 = \beta R_C}$$

3 – POLARISATION PAR PONT :

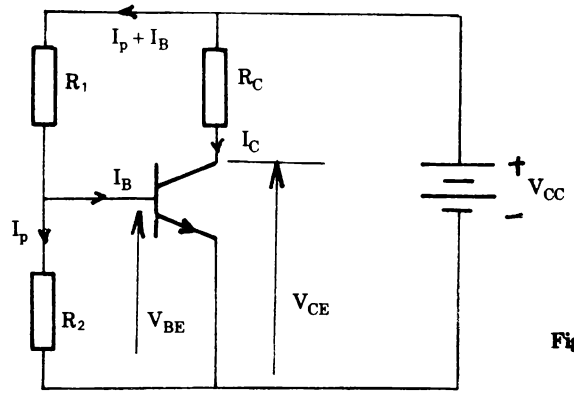


Fig.248

L'application du théorème de Thévenin donne :

$$\boxed{R_1 = R_B \cdot \frac{V_{CC}}{V_{BB}}} \qquad \boxed{R_2 = R_B \cdot \frac{V_{CC}}{V_{CC} - V_{BB}}}$$

$$\boxed{R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}} \qquad \boxed{V_{BB} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}}$$

R_B, V_{CC} et V_{BB} sont des éléments du montage utilisant deux sources de polarisation. (Voir figure 232).
On remarque que $R_1 > R_2$

III – STABILISATION THERMIQUE :

1 – PRINCIPE :

Limiter l'accroissement du courant de collecteur $|I_C|$ causé par un accroissement de température

(voir leçon 30, III, 5). La stabilisation consiste à produire une diminution du courant de base $|I_B|$ lorsque la température croît.

2 - STABILISATION PAR RÉSISTANCE D'ÉMETTEUR R_E :

Si la température de la jonction collecteur-base croît, le courant de collecteur $|I_C|$ croît. Les chutes de tension $|R_C I_C|$ et $|R_E I_E|$ augmentent ($I_E \simeq I_C$ et R_E = cte). Or d'après la figure 249 on a : $V_{CC} = V_{CE} + R_C I_C - R_E I_E$ = cte ce qui implique que $|V_{CE}|$ décroît.
Le point de repos tend à monter sur la droite de charge statique et se rapprocherait de la zone de saturation (fig.250).
Mais l'augmentation de la chute de tension $|R_E . I_E|$ implique une diminution de $|V_{BE}|$ donc de $|I_B|$ et par conséquent de $|I_C|$. Le courant $|I_C|$ croît moins vite qu'en l'absence de R_E. C'est pourquoi la résistance R_E est appelée résistance de stabilisation thermique.

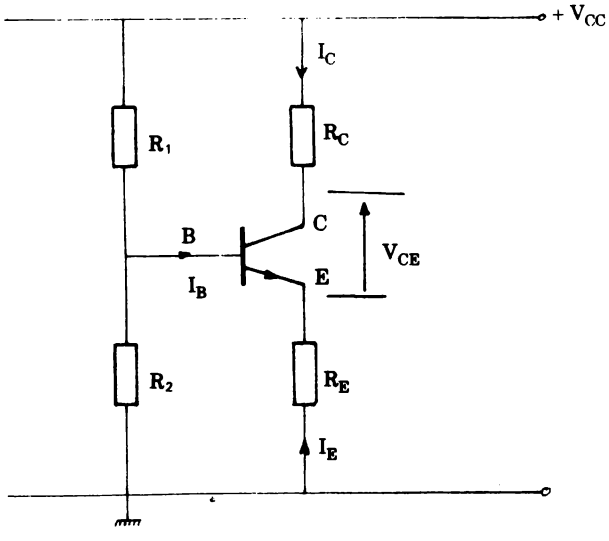


Fig.249

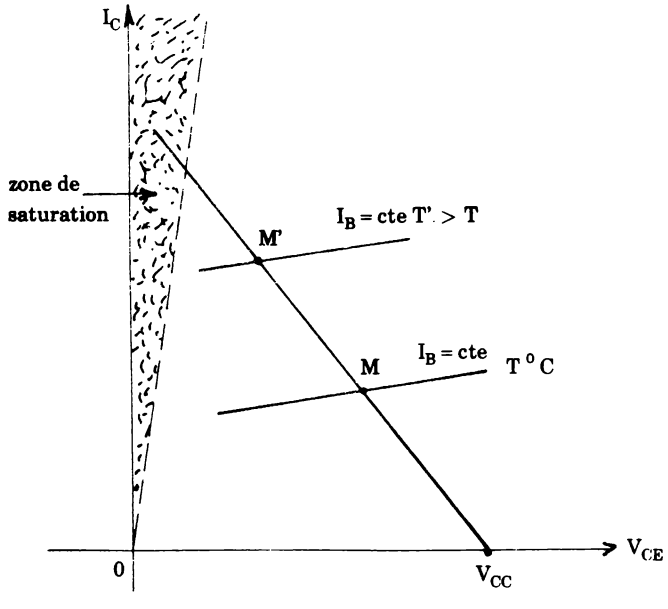


Fig.250

Exercice N° 30 (résolu) :

Un transistor AC 127 NPN dont les caractéristiques sont données (fig.216) est utilisé dans un montage de pôlarisation par pont.
Le montage est le même que celui de l'exercice du montage de façon que pour un courant de base I_{B_0} = 1 mA et V_{CC} = 4,5 V les coordonnées du point de repos dans le réseau de sortie soient : V_{CE_0} = 2,4 V et I_{C_0} = 10 mA.

1) Déterminer l'équation de la droite de charge et la valeur de R_C.
2) Calculer, sans négliger I_{B_0}, les résistances R_1 et R_2 pour que $I_p = 25 . I_{B_0} = 25$ mA.

Solution :

1) a) Droite de charge :

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} - \frac{V_{CE}}{R_C}$$

b) Valeur de R_C :

pour $V_{CC} = 4{,}5$ V et $V_{CE_o} = 2{,}4$ V on a $I_{C_o} = 108$ mA

On a donc :

$$108 \cdot 10^{-3} = \frac{4{,}5}{R_C} - \frac{2{,}4}{R_C} = \frac{4{,}5 - 2{,}4}{R_C} = \frac{2{,}1}{R_C}$$

$$R_C = \frac{2{,}1 \cdot 10^3}{108} = 19{,}44\ \Omega$$

2) Pour $I_{B_o} = 1$ mA on lit sur la caractéristique $V_{BE}(I_B)$ du transistor AC 127 : $V_{BE_o} = 0{,}32$ V.
Nous avons supposé que $V_{BE}(I_B)$ est pratiquement la même $\forall\ V_{CE}$.

Comme on a $V_{BE_o} = R_2 \cdot I_p \Rightarrow R_2 = \frac{V_{BE_o}}{I_p} = \frac{0{,}32}{25 \cdot 10^{-3}} = 12{,}8\ \Omega$

On a aussi $V_{CC} = R_1(I_B + I_p) + V_{BE_o} \Rightarrow$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{BE_o}}{I_B + I_p}$$

$$R_1 = \frac{4{,}5 - 0{,}32}{(1 + 25)\ 10^{-3}} \simeq 160\ \Omega$$

Exercice N° 31 :

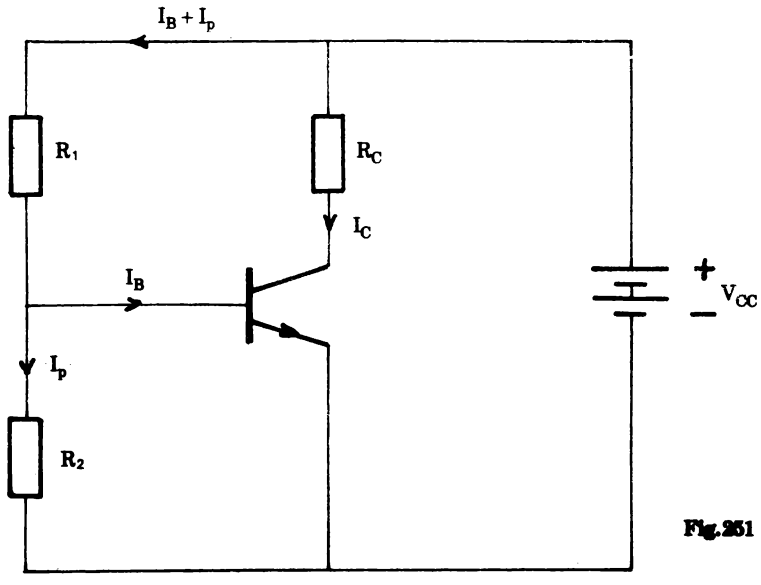


Fig.251

Calculer les valeurs des résistances R_1 et R_2 du pont de polarisation du montage ci-dessous pour que la tension V_{BE} soit égale à 0,2 V . On donne I_p = 2 mA et V_{CC} = 10 V. On supposera I_B négligeable devant I_p .

Exercice N$_o$ 32 :

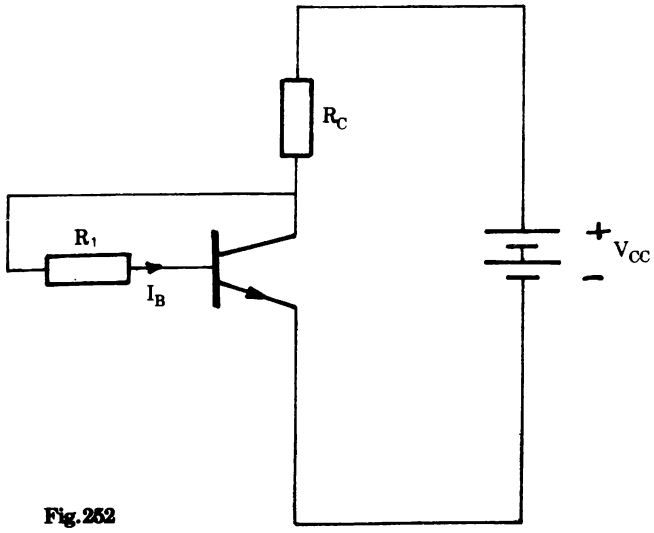


Fig.252

1) Sachant que : R_C = 100 Ω, R_1 = 3400 Ω, V_{CC} = 7 V, V_{BE} = 0,25 V et I_B = 0,5 mA, calculer les courants I_C et I_E.

2) Transformer ce montage en utilisant un autre montage à 2 sources de pôlarisation dans lequel on déterminera les différents éléments : V_{BB}, V_{CC}, R_B et R_C.

LEÇON 32

FONCTIONNEMENT EN CHARGE D'UN TRANSISTOR EN RÉGIME DYNAMIQUE SINUSOIDAL

ETUDE EXPÉRIMENTALE DE L'AMPLIFICATION PAR TRANSISTOR EN ÉMETTEUR COMMUN

I - CONVENTIONS ET NOTATION :

1 - DIFFÉRENTES GRANDEURS :

Grandeurs / Valeurs		Courant de base	Courant de collecteur	Tension E-C	Tension B-E	Tension d'attaque
Continue quelconque		I_B	I_C	V_{CE}	V_{BE}	V_{BB}
Continue de repos		I_{B_o}	I_{C_o}	V_{CE_o}	V_{BE_o}	V_{BB}
Alternative	instantanée	i_b	i_c	v_{ce}	v_{be}	e_g
	maximale	I_{bM}	I_{cM}	V_{ceM}	V_{beM}	E_{gM}
	efficace	I_{bef}	I_{cef}	$V_{ce\ ef}$	$V_{be\ ef}$	$E_{g\ ef}$
variable = composante continue + composante Alternative	instantanée	i_B	i_C	v_{CE}	v_{BE}	e_G
	maximale	I_{BM}	I_{CM}	V_{CEM}	V_{BEM}	E_{GM}
	Efficace	$I_{B\ ef}$	$I_{C\ ef}$	$V_{CE\ ef}$	$V_{BE\ ef}$	$E_{G\ ef}$

2 - EXEMPLE

$$\left[\begin{array}{c}\text{courant de base}\\ \text{variable}\end{array}\right] = \left[\begin{array}{c}\text{Courant de base}\\ \text{alternatif sinusoïdal}\\ \text{dû à la commande}\end{array}\right] + \left[\begin{array}{c}\text{Courant de base}\\ \text{continu dû à la}\\ \text{polarisation}\end{array}\right]$$

$$\left[\ i_B\ \right] = \left[\ ib\ \right] + \left[\ I_{B_0}\ \right]$$

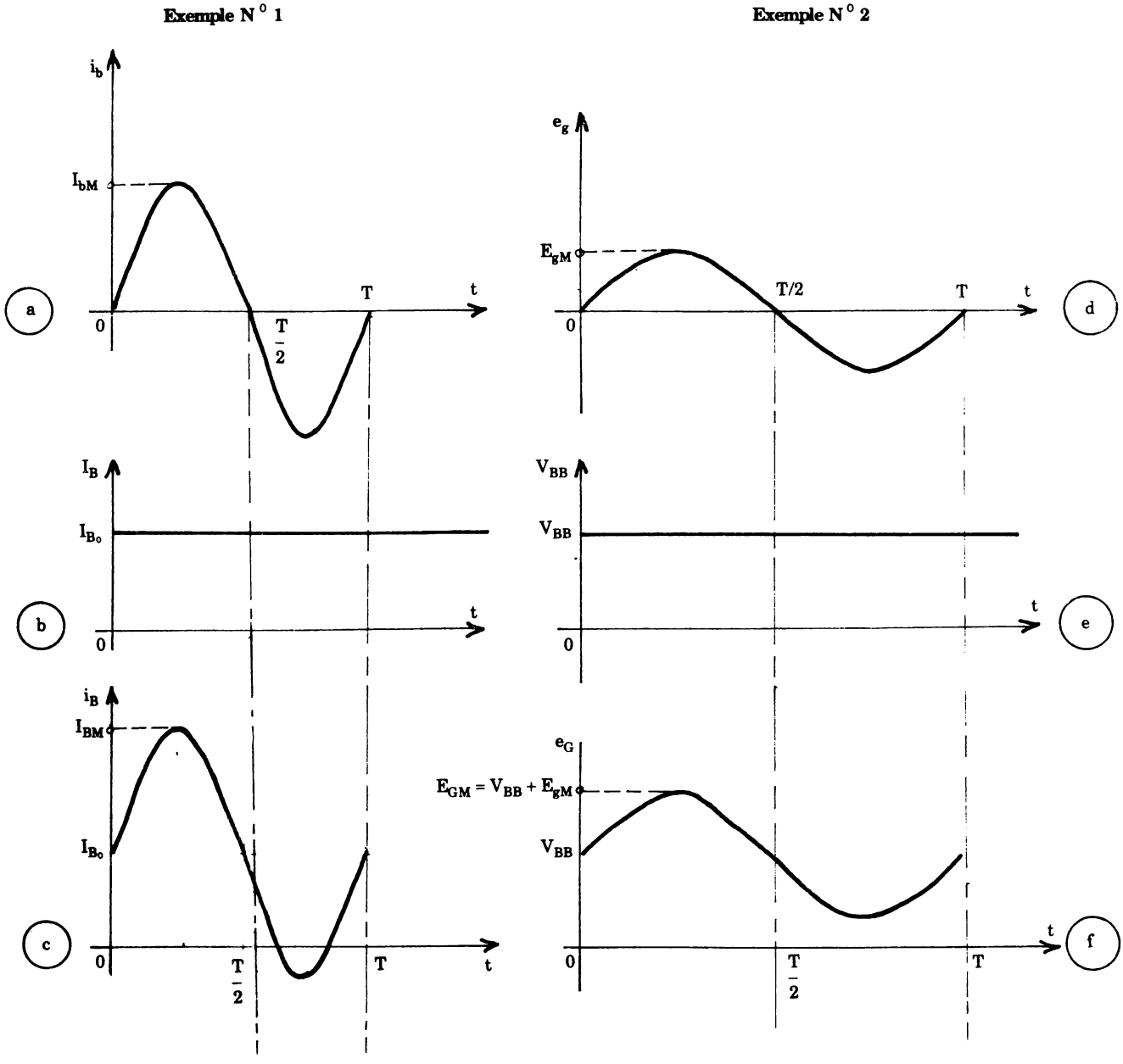


Fig.253

Exemple N°2 :

$e_G = e_g + V_{BB}$

$E_{GM} = E_{gM} + V_{BB}$

II - MONTAGE EXPÉRIMENTAL :

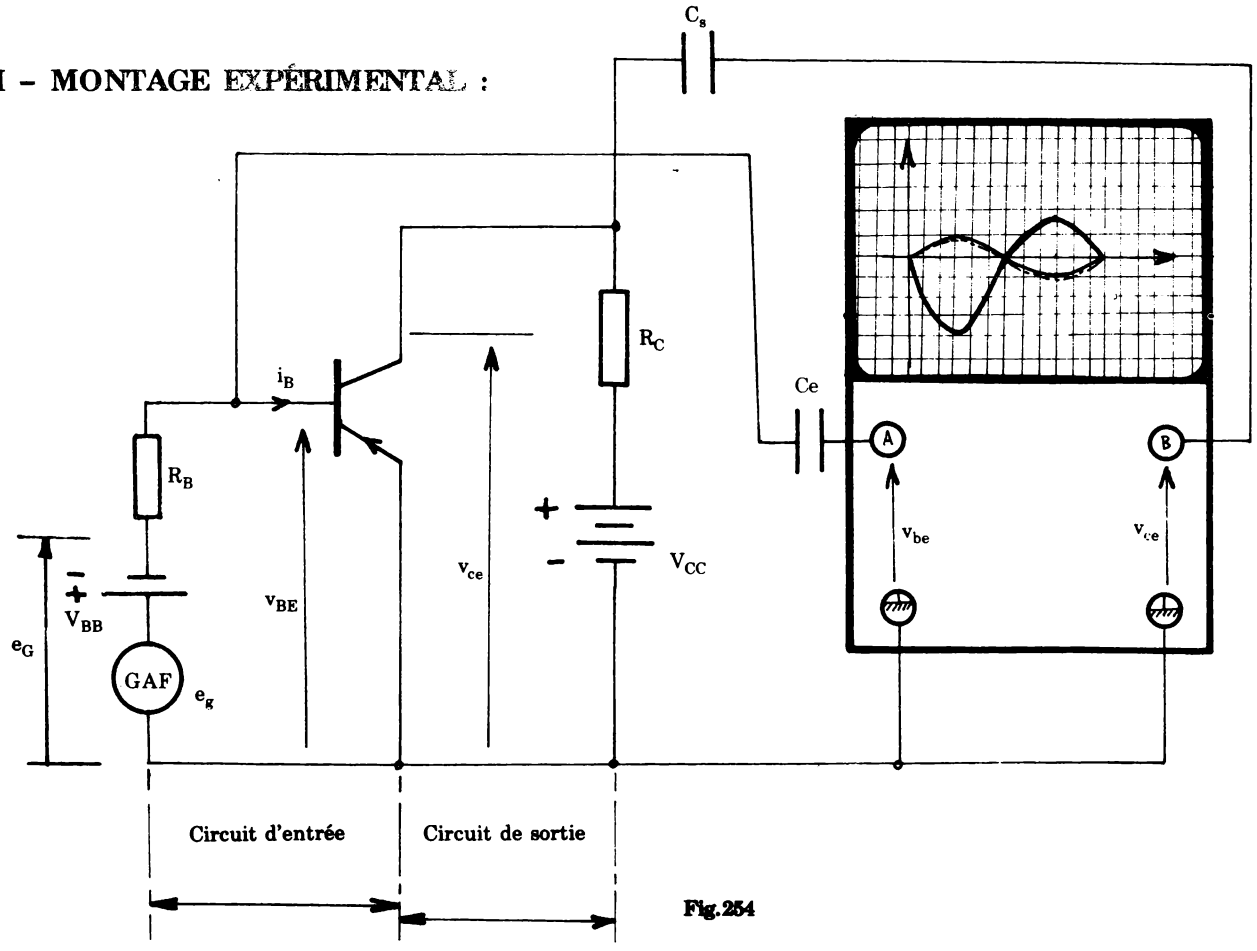
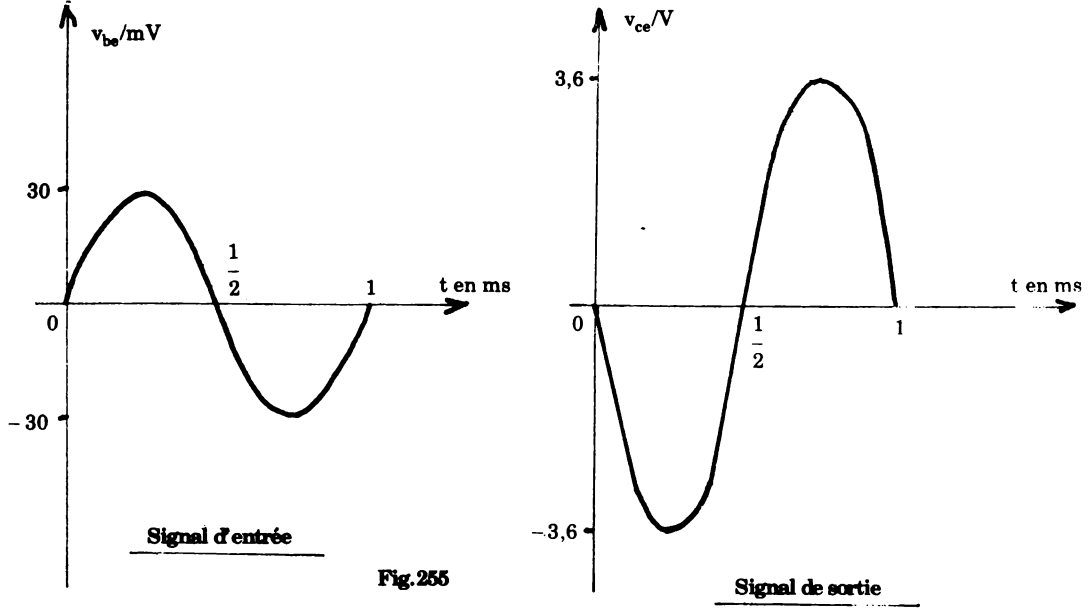


Fig.254

G.A.F : générateur audiofréquence (f < 20 kHz) dont l'amplitude du signal délivré est faible par rapport à V_{BB}.

Les condensateur C_e et C_s empêchent les composantes continues d'arriver sur l'ossiloscope.

III - OBSERVATION :



Signal d'entrée

Fig.255

Signal de sortie

* Le signal d'entrée vbe(t) et le signal de sortie $v_{ce}(t)$ sont de même période donc de même fréquence.
* Ces deux signaux sont déphasés de π donc en opposition de phase.
* L'amplitude de $v_{ce(t)}$ est beaucoup plus grande que celle de vbe(t).

Dans le cas de la figure on a : $\frac{3,6}{30 \cdot 10^{-3}} = 120$

L'amplitude de vçe(t) est 120 fois celle de vbe(t).

IV - CONCLUSION :

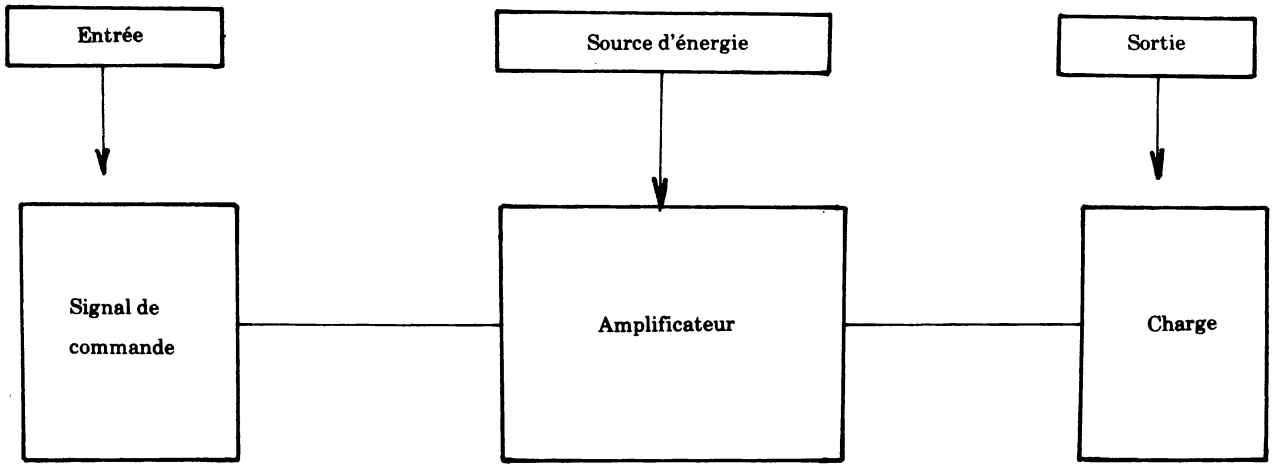
En émetteur commun, le transistor est un amplificateur de tension. Il est aussi un amplificateur de courant.
(voir leçon 29, 3), c) et un amplificateur de puissance (voir 30ème leçon , IV, remarque).

LEÇON 33

AMPLIFICATIONS ET GAINS

I - AMPLIFICATEUR :

De nombreux appareils nécessitent pour leur fonctionnement des courants relativement intenses par rapport aux signaux disponibles. Il est donc nécessaire d'amplifier ces signaux.



Exemples de signaux à amplifier :

— f.e.m due à un thermocouple à amplifier pour commander la bobine d'un contacteur.
— Signal B.F (basse fréquence) à amplifier pour attaquer un haut-parleur...

II - AMPLIFICATION :

1 - TRANSISTOR ET QUADRUPOLE :

Un transistor est assimilable à un quadripôle.

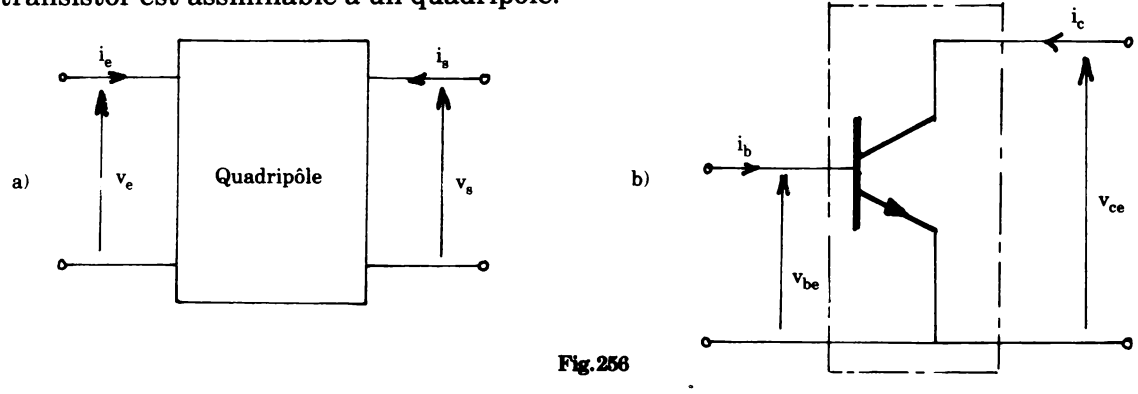


Fig.256

2 – AMPLIFICATION :

a) Amplification en courant A_i :

$$A_i = \frac{i_c}{i_b} = \frac{I_{cM}}{I_{bM}} = \frac{2I_{cM}}{2I_{bM}}$$

Pour la détermination graphique de A_i on mesure crête à crête les grandeurs qui en général ne sont pas sinusoïdales.

Fig.257

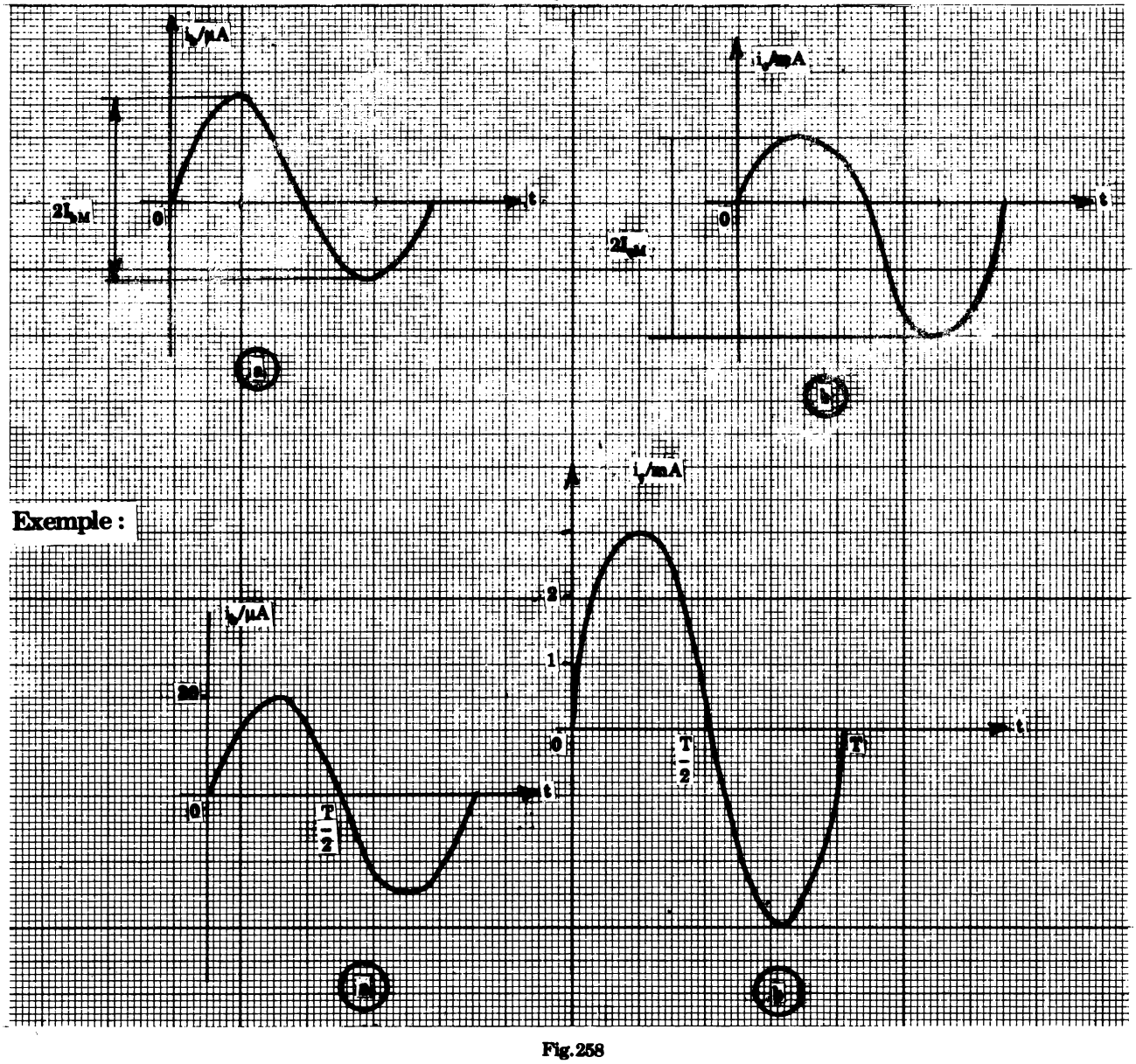


Fig.258

$2I_{bM} = 60\ \mu A$
$2I_{cM} = 6\ mA$

$$A_i = \frac{6 \cdot 10^{-3}}{60 \cdot 10^{-6}} = \frac{6000}{60} = 100$$

b) Amplification en tension A_v :

On fera de même qu'auparavant :

$$\boxed{A_v = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = \frac{V_{ceM}}{V_{beM}} = \frac{2V_{ceM}}{2V_{beM}}}$$

c) Amplification en puissance A_p :

Soient P_2 = la puissance de sortie
P_1 = la puissance d'entrée d'un transistor

$$\boxed{A_p = \frac{P_2}{P_1} = \frac{V_{ce\,eff} \cdot I_{c\,eff} \cdot \cos(\widehat{v_{be}, i_b})}{V_{be\,eff} \cdot I_{b\,eff} \cdot \cos(\widehat{v_{be}, i_b})}}$$

v_{ce} et i_c sont en opposition de phase

$\cos(\widehat{v_{ce}, i_c}) = -1 \quad \Rightarrow \quad |\cos(v_{ce}, i_c)| = 1$
v_{be} et i_b sont en phase.
$\cos(\widehat{v_{be}, i_b}) = 1$

$$A_p = \frac{V_{ce\,eff} \cdot I_{c\,eff}}{V_{be\,eff} \cdot I_{b\,eff}}$$

$$\boxed{A_p = A_v \cdot A_i}$$

3 - GAINS D'UN AMPLIFICATEUR :

a) Gain en puissance :

L'amplification étant un nombre assez grand (exemple 10^4) on préfère utiliser le gain qui est le logarithme décimal de A_p.

$$G'_p = \lg A_p$$

G'_p est exprimé en Bels (symbôle B)

Exemple :

$A_p = 2 . 10^4 \Rightarrow G'_p = \log 2 . 10^4 = 4{,}30$ B
Pour éviter d'utiliser les nombrers décimaux on choisit une autre unité de gain : c'est le décibel (1 B = 10 dB) et on a :

$$G_p \text{ en dB} = 10 \lg Ap$$

Exemple :

$A_p = 10^4$
$G_p = 40$ dB

b) Gain en courant G_i :

Par définition le gain en courant exprimé en dB est :

$$G_i = 20 \lg Ai$$

Exemple :

Dans l'exemple du paragraphe II, 2, a) on a :
$A_i = 100 = 10^2$
$G_i = 20 . \lg . 10^2 = 40$

c) Gain en tension :

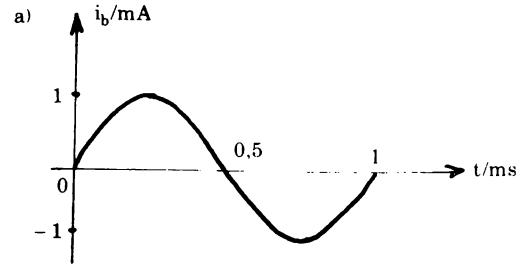
Par définition le gain en tension exprimé en dB est :

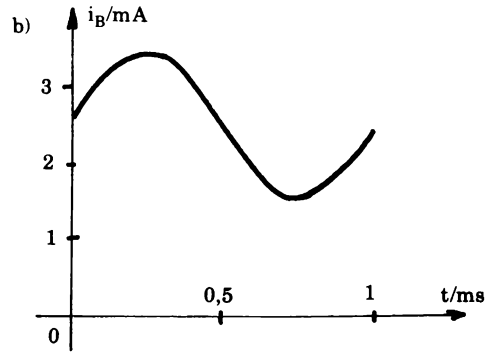
$$G_v = 20 \log A_v$$

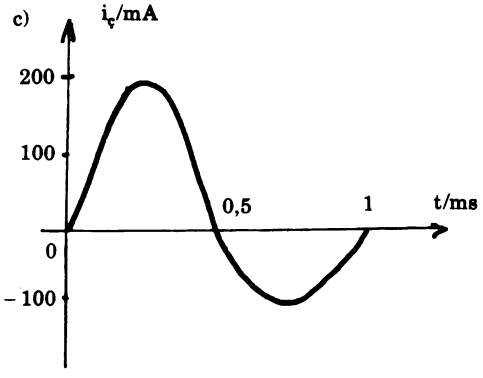
Exercice N$_o$33 :

Dans un montage amplificateur composé d'un transistor NPN monté en émetteur commun, on a relevé les grandeurs suivantes : (voir fig.259)

On demande :
1) Déterminer les grandeurs de repos.
2) Calculer :
   a) le rapport de transfert statique en courant.
   b) l'amplification dynamique en courant.
   c) le gain en courant.
3) Calculer le gain en puissance.


a)
i_b/mA
1
0
−1
0,5
1
t/ms


b)
i_B/mA
3
2
1
0
0,5
1
t/ms


c)
i_c/mA
200
100
0
−100
0,5
1
t/ms

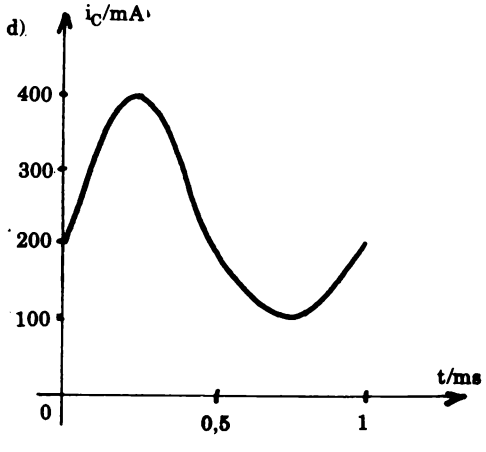
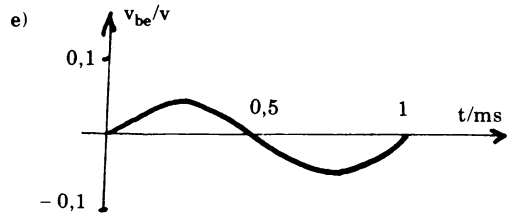
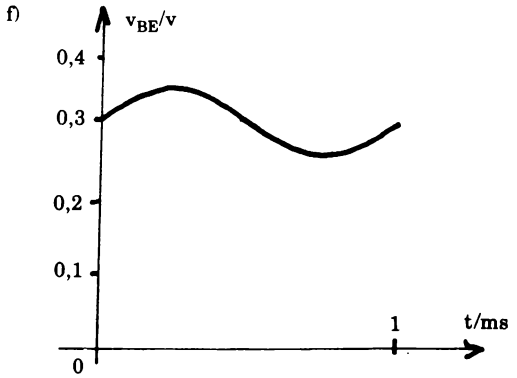
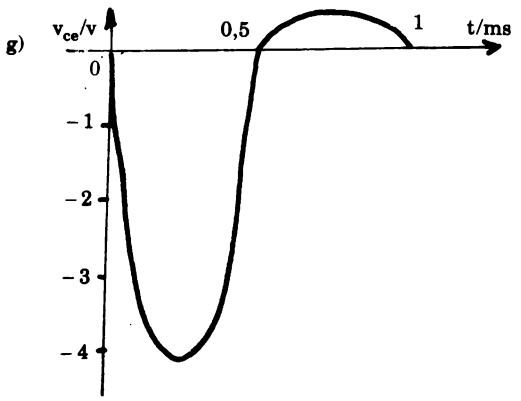
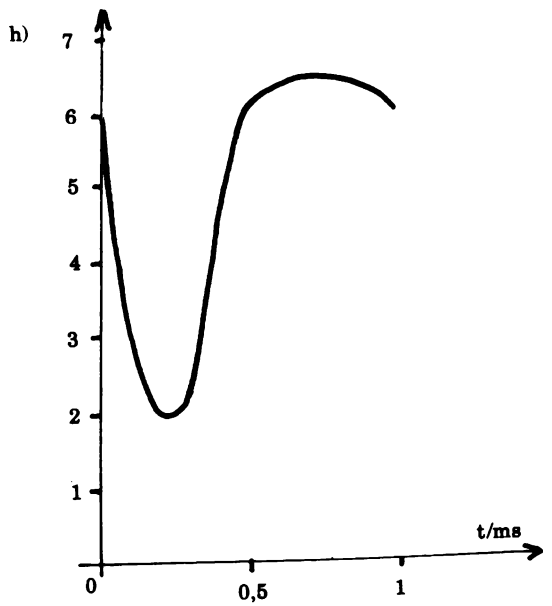

d)
i_C/mA
400
300
200
100
0
0,5
1
t/ms

Fig. 259


e)
v_{be}/v
0,1
−0,1
0,5
1
t/ms


f)
v_{BE}/v
0,4
0,3
0,2
0,1
0
1
t/ms


g)
v_{ce}/v
0
−1
−2
−3
−4
0,5
1
t/ms


h)
7
6
5
4
3
2
1
0
0,5
1
t/ms

Exercice N° 34 :

Un transistor NPN au silicium présente :

* une caractéristique statique d'entrée $I_B(V_{BE})$ pratiquement parallèle à l'axe des courants : $V_{BE} = 0{,}7$ V.

* des caractéristiques statiques de sortie I_C (V_{CE}) qui peuvent être idéalisées par les droites d'équation :

$$I_C = 120\ I_B + \frac{V_{CE}}{10}$$

où I_C et I_B sont exprimés en mA et V_{CE} en V.

On incorpore ce transistor dans un montage tel que :(fig.232)

$V_{BB} = 5$ V ; $R_B = 43$ kΩ ; $V_{CC} = 24$ V ; $R_C = 1{,}2$ kΩ

1) Construire la droite de charge statique.

2) Déterminer le point de repos dans le réseau de sortie.

3) On insère dans le circuit de base un générateur de f.e.m.

$$e_g = 2{,}15 \sin 2 \cdot \pi \cdot \frac{t}{T}$$

a) Calculer le courant de base $i_b(t)$

b) Déterminer graphiquement le segment AB décrit par le point de fonctionnement M sur la droite de charge.

c) En déduire la composante alternative du courant de collecteur $i_C(t)$ et calculer l'amplification en courant A_i.

d) Ecrire l'expression de la tension de sortie $v_{ce}(t)$. En déduire l'amplification en tension du montage.

e) Calculer le gain en puissance du montage.

Réponses :

1) droite de charge : $I_C = \frac{1}{1{,}2}\ (V_{CE} - 24)$

2) Point de repos : $I_{C_0} = 12{,}9$ mA, $V_{CE_0} = 8{,}6$ V

3) a) $i_b = 0{,}05 \sin 2\pi \frac{t}{T}$ (mA)

c) $i_c = 5{,}4 \sin\ 2\pi \frac{t}{T}$ (mA) ; $A_i = 108$

d) $v_{ce} = -6{,}5 \sin 2\ \pi \frac{t}{T}$

$Av = -3$

e) $G_p = 25$ dB

LEÇON 34

ETUDE DE L'AMPLIFICATION PAR TRANSISTOR EN EMETTEUR COMMUN

I - CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES :

1 - RESEAU D'ENTREE :

a) Régime statique :

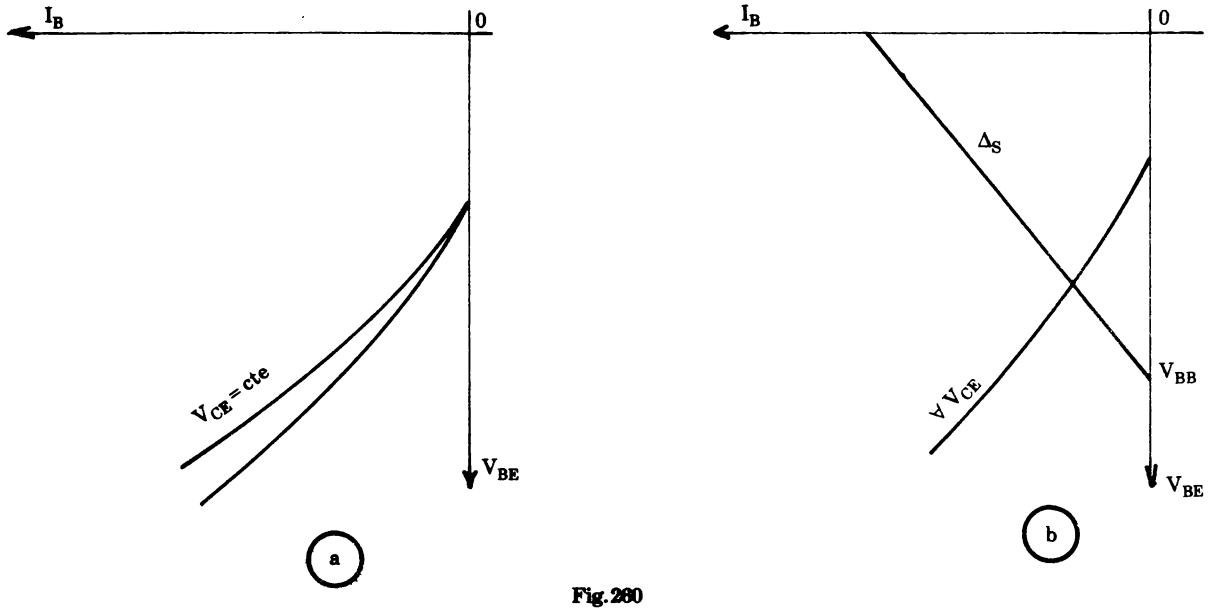


Fig. 260

En général la caractéristique V_{BE} (I_B) à V_{CE} = cte est presque la même (figure 260 – a).
Nous supposerons pour tout ce qui suit qu'elle reste la même pour toute valeur de V_{CE} (voir figure 260 – B).
Rappelons l'équation de la droite d'attaque statique.

$$V_{BE} = V_{BB} - R_B \cdot I_B$$

b) Régime dynamique :

Droite d'attaque dynamique

La d'Ohm appliquée au circuit d'entrée donne : $v_{BE} = e_G + R_B \cdot i_B$

or

$$\left.\begin{array}{l} e_G = e_g + V_{BB} \\ v_{BE} = v_{be} + V_{BE} \\ i_B = i_b + I_B \end{array}\right| \quad \Rightarrow$$

$e_g + V_{BB} = v_{be} + V_{BE} + R_B \,.\, (i_b + I_B)$

$e_g + V_{BB} = v_{be} + V_{BE} + R_B \,.\, i_b + R_B \,.\, I_B$

Sachant que $V_{BE} = V_{BB} - R_B \,.\, I_B$ (voir régime statique)

On obtient :

$$e_g + V_{BB} = v_{be} + V_{BB} - R_B I_B + R_B \,.\, i_b + R_B \,.\, I_B \Rightarrow$$

$$e_g = v_{be} + R_B \,.\, i_b \Leftrightarrow \boxed{v_{be} = e_g - R_B \,.\, i_b}$$

Quand i_b varie entre $- I_{bM}$ et $+ I_{bM}$, pour chaque valeur de e_g il existe une droite d'attaque dynamique Δ_d de pente $- R_B$, donc parallèle à la droite d'attaque statique Δ_s. Son lieu est entre les deux positions limites Δd_1 et Δd_2 (voir figure 261)

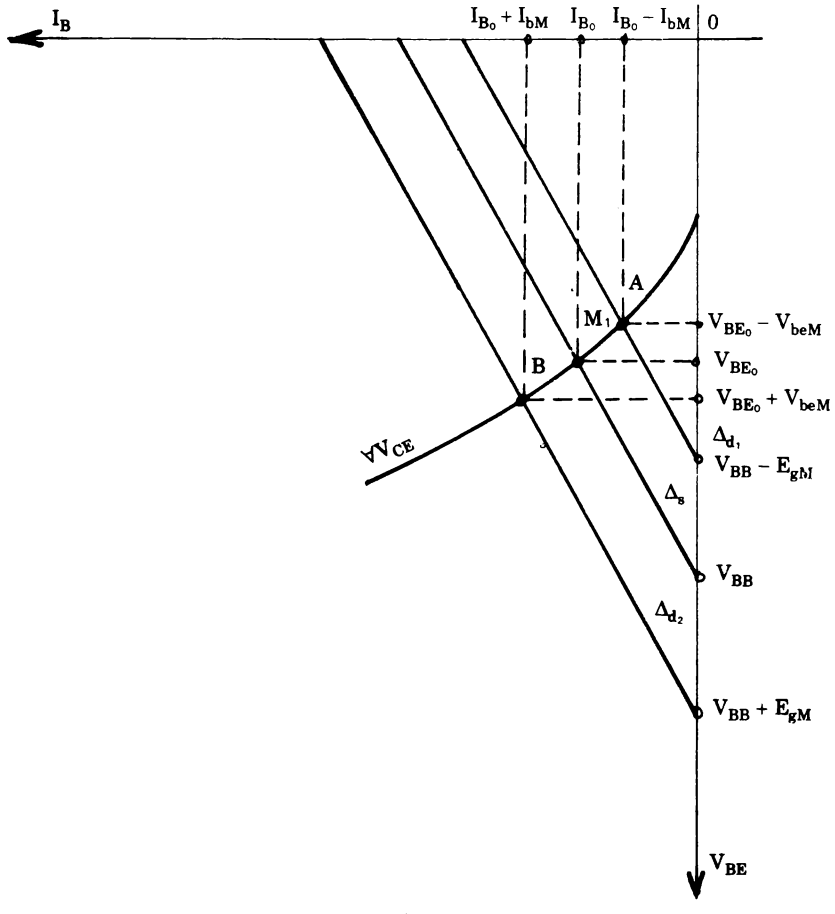


Fig.261

Quand $v_{be}(t)$ varie (ou quand $i_b(t)$ varie), le point de fonctionnement M_1 décrit la portion AB de la caractéristique $V_{BE}(I_B)$ d'entrée.

2 – RESEAU DE SORTIE :

a) Régime statique :

Rappelons l'équation de la droite de charge statique D_s (voir leçon 8, III)

$$\boxed{I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} - \frac{V_{CE}}{R_C}}$$

b) Régime dynamique :

Droite de charge dynamique

La loi d'Ohm appliquée au circuit de sortie donne

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C i_C \Leftrightarrow \boxed{i_C = \frac{V_{CC}}{R_C} - \frac{v_{CE}}{R_C}}$$

Quand i_C varie entre $I_{c_0} - I_{çM}$ et $I_{c_0} + I_{çM}$, v_{CE} varie entre $V_{CE_0} - V_{çeM}$ et $V_{CE_0} + V_{çeM}$. La droite de charge dynamique D_d est confondue avec la droite de charge statique D_s car elles ont toutes les deux la même pente $\left(-\frac{1}{R_C}\right)$ (voir figure 262)

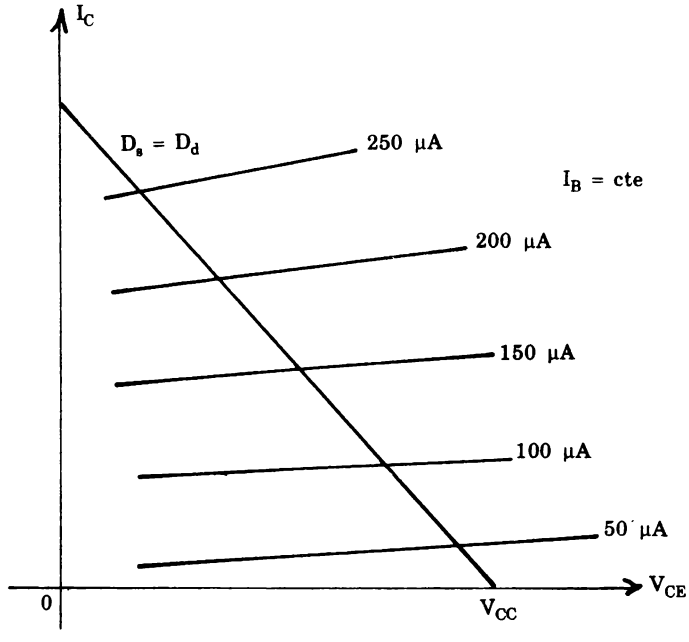


Fig. 262

3 – RESEAU DE TRANSFERT EN COURANT :

a) Régime statique :

(voir leçon 29, 3°, a et b)

b) Régime dynamique :

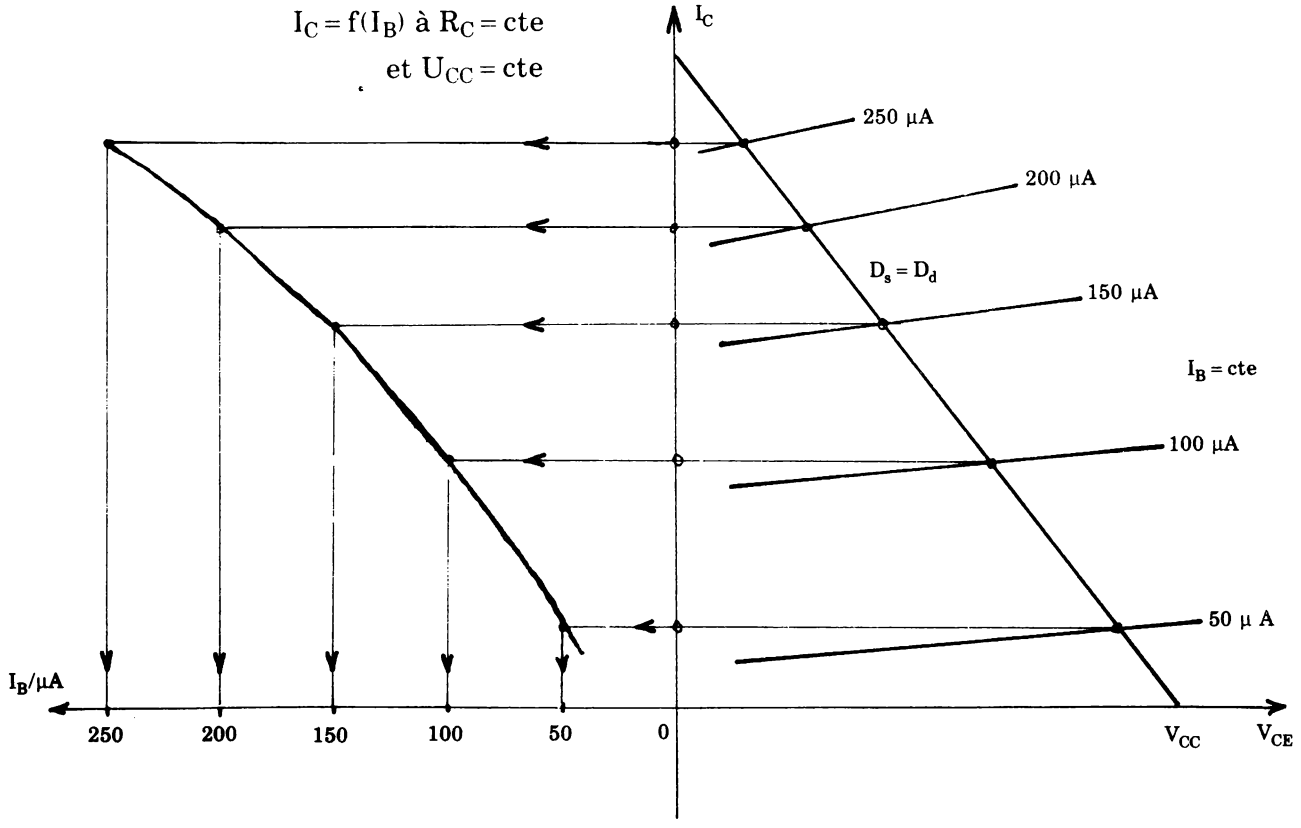


Fig.263

La caractéristique dynamique $I_C = f(I_B)$ est déterminée à partir du réseau de sortie et de la droite de charge D_d.
Elle est différente de la caractéristique statique de transfert. (Comparer les figures 263 et 227).

4 – REMARQUES :

En général la droite de charge dynamique est différente de la droite de charge statique. En effet, considérons le montage suivant :

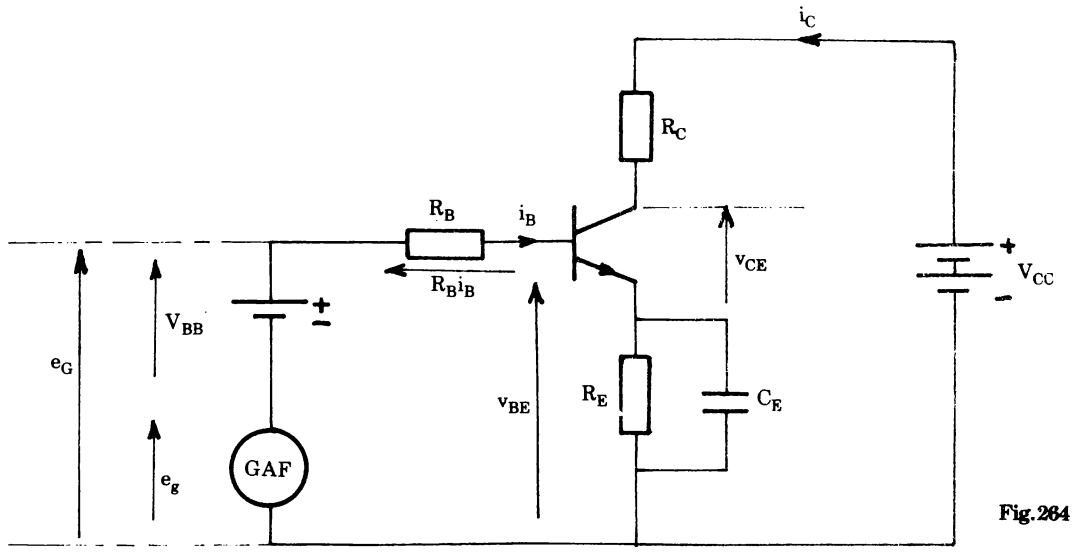


Fig.264

Le rôle du condensateur C_E est de découpler pour l'alternatif la résistance d'émetteur R_E. La valeur de C est donc choisie de sorte que sa réactance ($\frac{1}{C_E\omega}$) soit très faible devant R_E pour la fréquence du signal d'attaque.

La droite de charge statique a une pente $-\frac{1}{R_C + R_E}$

car on a : $I_C \quad \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} - \frac{V_{CE}}{R_C - R_E}$

La droite de charge dynamqieu D_1 a une pente $-\frac{1}{R_C}$

car on a : $i_C = \frac{V_{CC}}{R_C} - \frac{v_{CE}}{R_C}$

Les droites D_d et D_s n'ont plus la même pente. (voir figure 265).

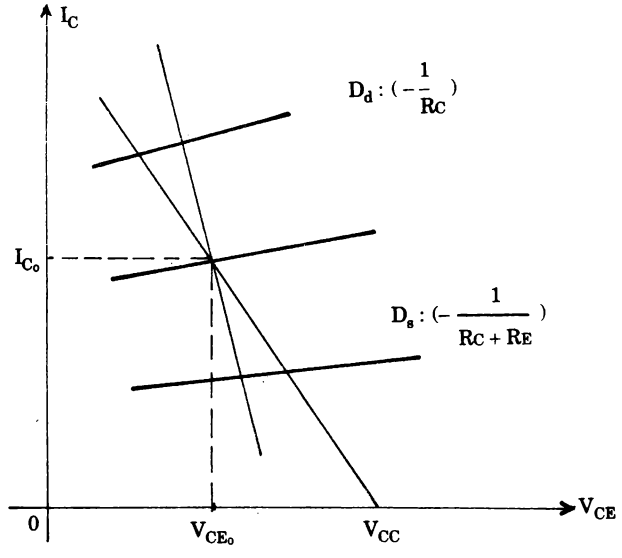


Fig.265

II – CONSEQUENCES :

1 – INTERDÉPENDANCES DES DIFFÉRENTS RÉSEAUX :

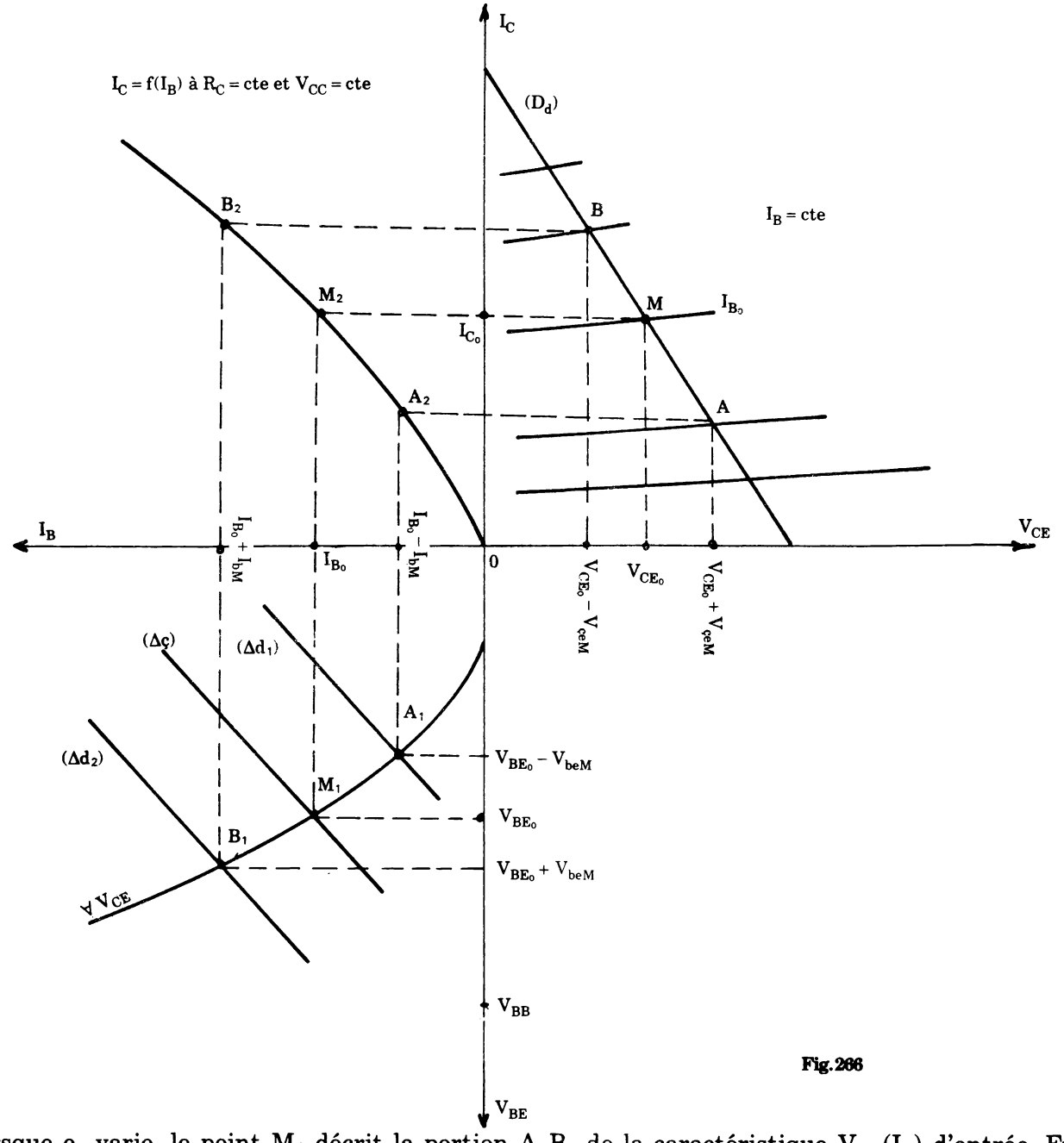


Fig. 266

Lorsque e_g varie, le point M_1 décrit la portion A_1B_1 de la caractéristique $V_{BE}(I_B)$ d'entrée. En même temps M_2 décrit A_2B_2 et M décrit AB (voir figure 266).

2 – ANALYSE DES SIGNAUX OBTENUS :

Considérons le réseau de caractéristiques du transistor AC 125 (voir page suivante) et étudions les signaux :

$i_C(t)$, $i_b(t)$, $v_{be}(t)$ et $v_{ce}(t)$

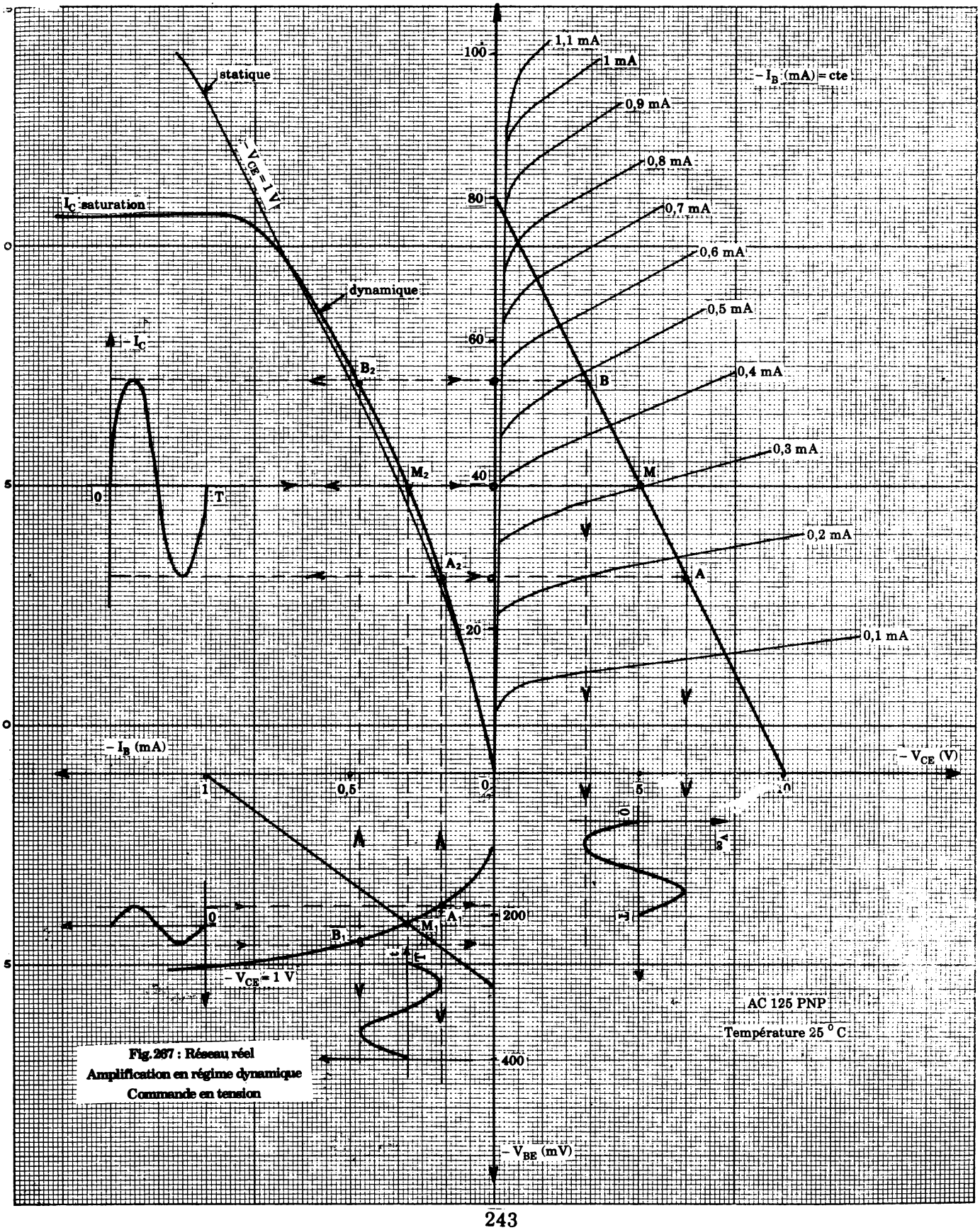


Fig. 267 : Réseau réel
Amplification en régime dynamique
Commande en tension

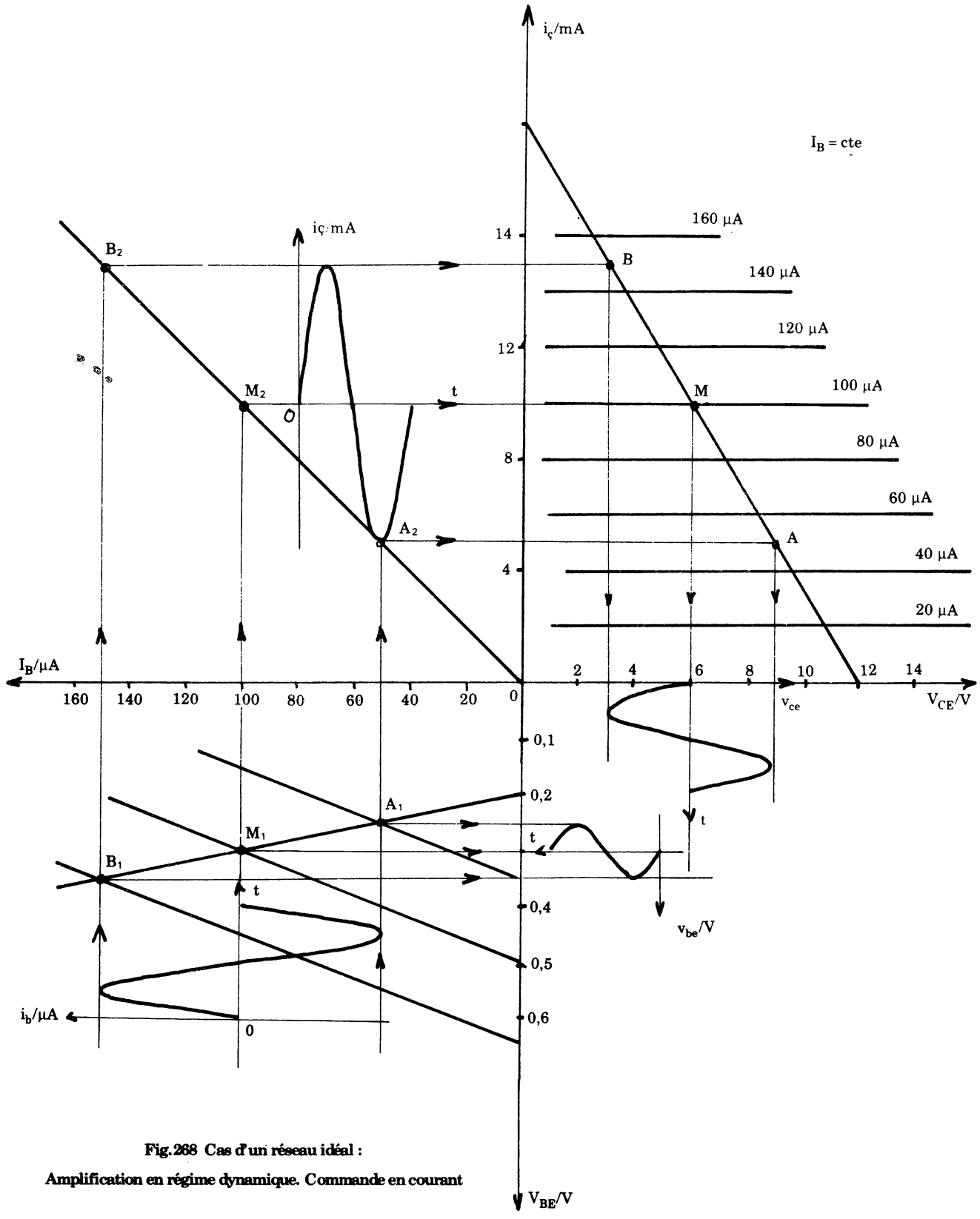


Fig. 268 Cas d'un réseau idéal :
Amplification en régime dynamique. Commande en courant

a) Déphasages :

— On vérifie bien que v_{ce} (t) est en opposition de phase avec le signal d'entrée $v_{be}(t)$ (voir leçon 32, III).
— Les autres signaux $v_{be}(t)$, $i_b(t)$ et $i_c(t)$ sont en phase.

b) Amplitude :

— L'amplitude de $v_{ce}(t)$ est plus grande que celle de $v_{be}(t)$ (voir leçon 32, III).
— L'amplitude de $i_c(t)$ est plus grande que celle de $i_b(t)$, on confirme bien que le transistor est un amplificateur de courant, de tension,donc de puissance. (voir leçon 30, IV, 4).

c) Formes des signaux :

— Les signaux obtenus ne sont pas sinusoïdaux. Seul le signal de commande est sinusoïdal. On dit qu'on est en régime dynamique non linéaire. C'est le cas de la figure 267.
— Si tous les signaux sont sinusoïdaux, on est en régime dynamique linéaire. C'est le cas de la figure 268 :
  * le générateur de commande fournit un signal de faible amplitude.
  * Les caractéristiques de sortie sont parallèles et équidistantes pour des valeurs équidistantes de I_B .
  * le point de repos est choisi de sorte qu'il est au milieu de la droite de charge.
  * Les caractéristiques $I_B(V_{BE})$ et $I_C(I_B)$ sont indépendantes de V_{CE}.

d) Modes de commande :

Si le segment A_1B_1 parcouru par le point M_1 n'est pas rectiligne les deux signaux d'entrée $v_{be}(t)$ et $i_b(t)$ ne sont pas simultanément sinusoïdaux (comparer les figures 267 et 268) ;
Mais ils peuvent l'être séparément ; d'où l'on distingue deux types de commandes :

— Commande en courant :

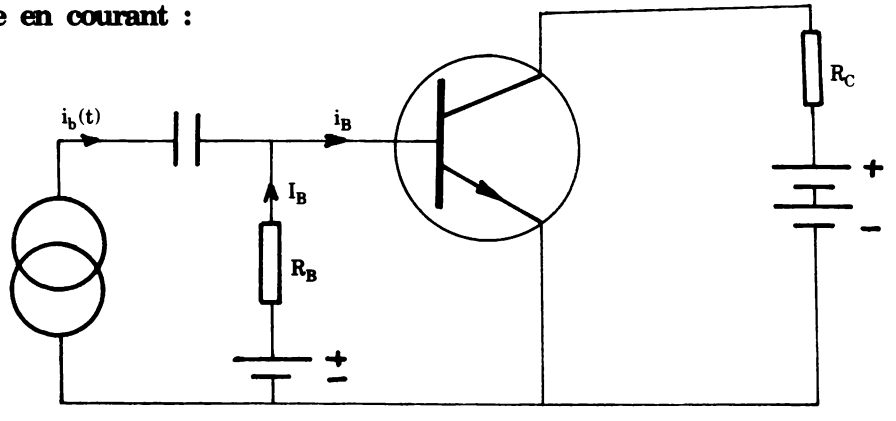


Fig.269

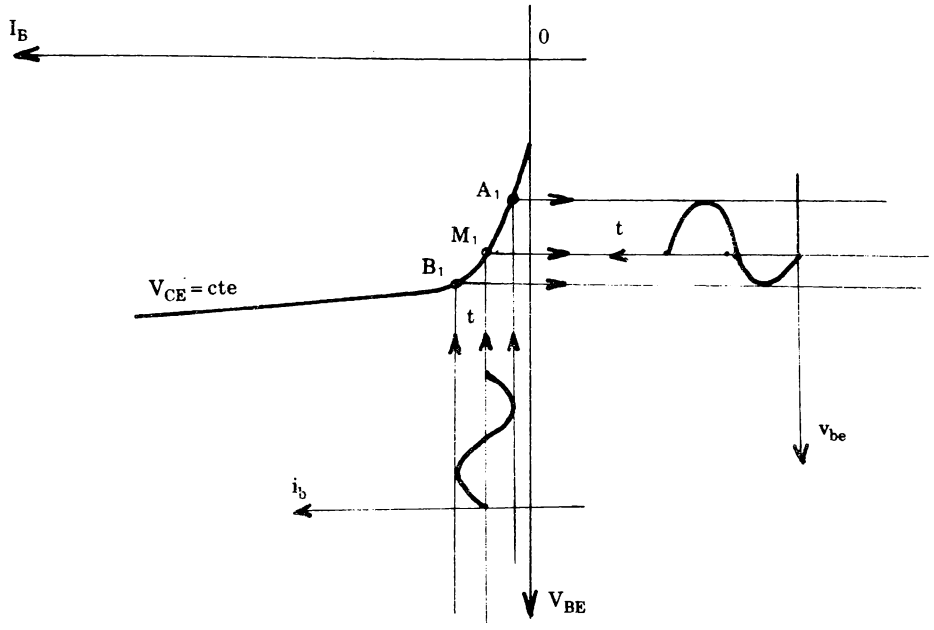


Fig.270

— Commande en tension :

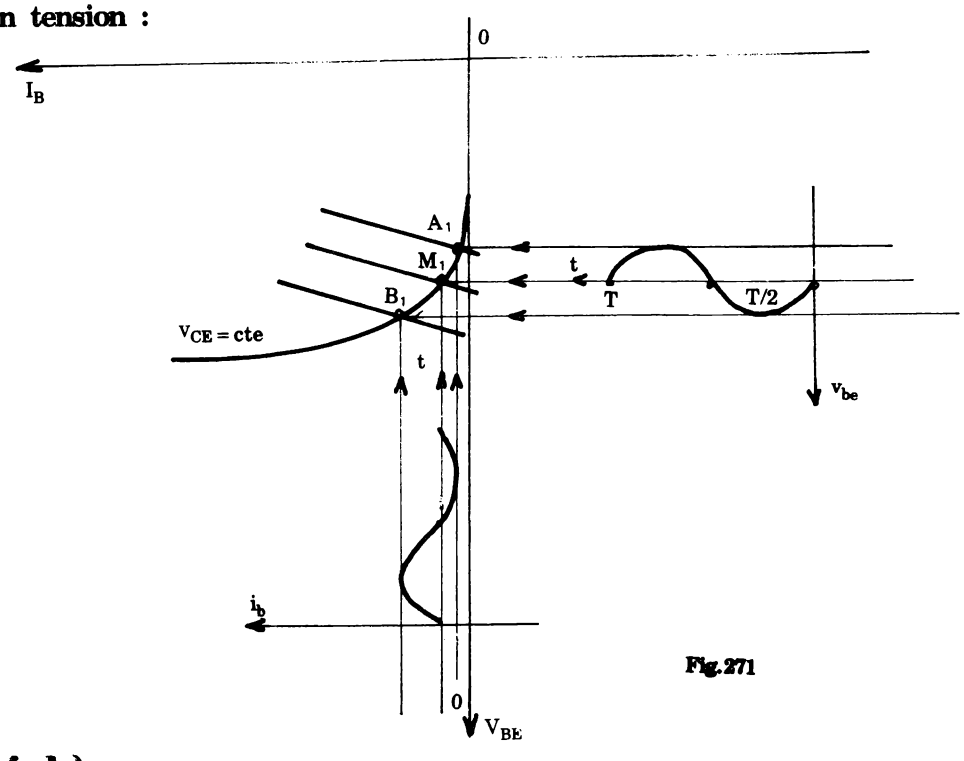


Fig.271

Exercice N°35 (résolu) :

On se propose d'étudier l'influence de la valeur de la résistance R_C du transistor 2 N 1613, NPN au silicium, sur la valeur de l'amplification en tension du montage ci-dessous.

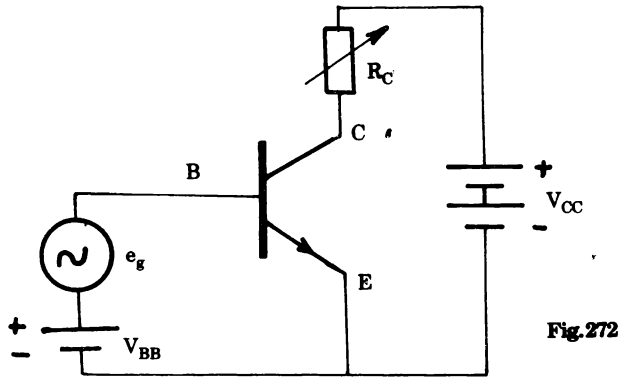


Fig.272

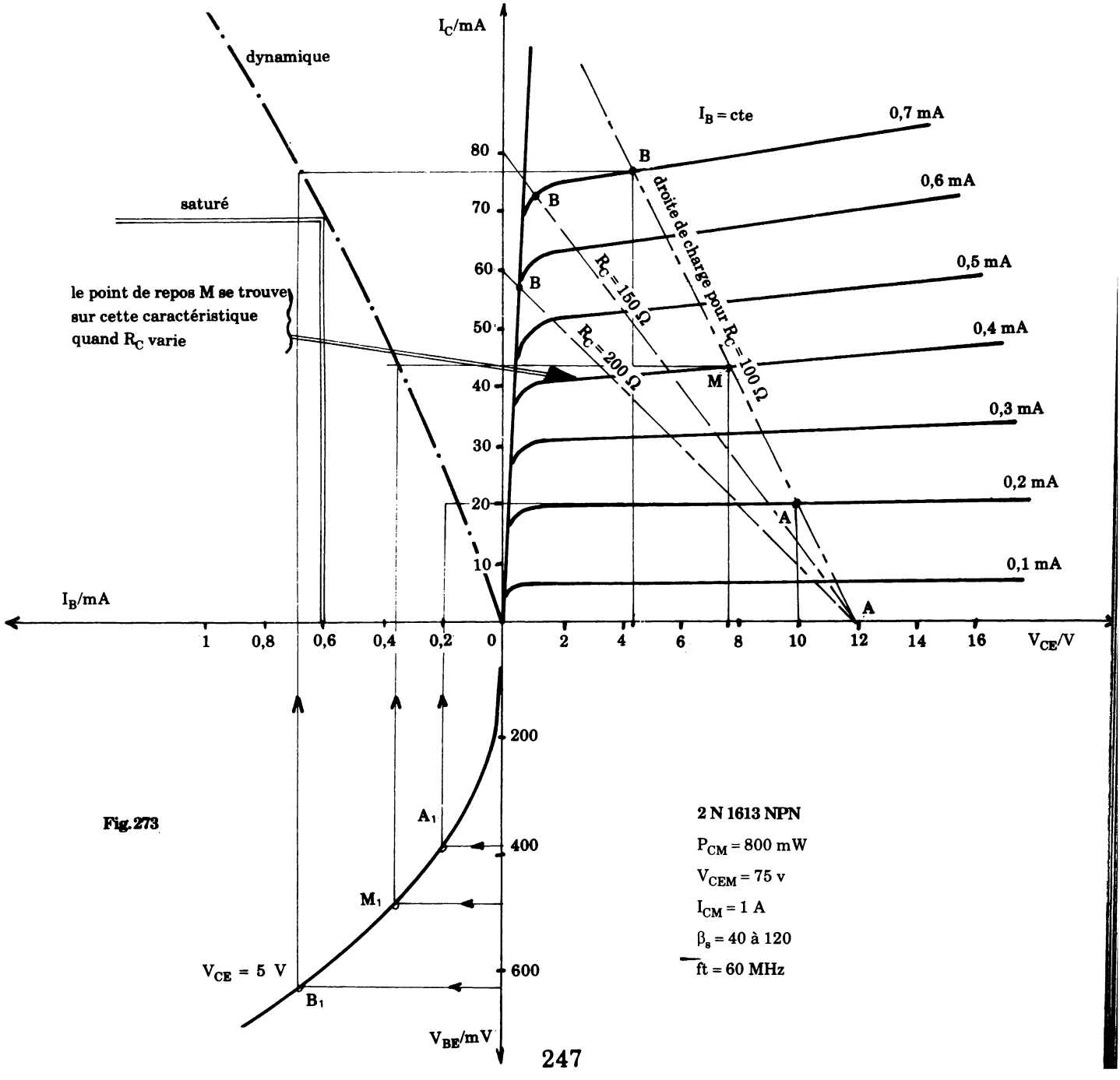


Fig.273

2 N 1613 NPN

P_{CM} = 800 mW

V_{CEM} = 75 v

I_{CM} = 1 A

β_s = 40 à 120

ft = 60 MHz

On fixe les valeurs $V_{BB} = 0,5$ V et $V_{CC} = 12$ V. On donne à R_C les valeurs successives suivantes exprimées en Ω : 50, 100, 150, 200 et 300.
e_g : est une f.e.m sinusoïdale à basse fréquence de valeur maximale $E_{gM} = 120$ mV.

1) Montrer que toutes les droites de charge du montage passent par un même point. Quel est ce point ?
2) Montrer que le point de repos se déplace sur une caractéristique du premier quadrant, dont on déterminera la valeur de I_{B_0}, lorsque R_C varie.
3) Montrer que les points de fonctionnement extrêmes du premier quadrant se trouvent, quand R_C varie, sur deux caractéristiques statiques dont on déterminera les valeurs de I_B.
4) Préciser dans un tableau les valeurs numériques des grandeurs suivantes :
V_{CE_0} et I_{C_0} : coordonnées du point de repos.
V_{CE_1} et V_{CE_2} : valeurs extrêmes de V_{CE}
V_{BE_1} et V_{BE_2} : valeurs extrêmes de V_{BE}
Av = Amplification en tension du montage.
5) Représenter la tension de sortie $v_{ce}(t)$ pour $R_C = 200$ Ω.

Solution :

1) L'équation de la droite de charge dans le 1er quadrant est :

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} - \frac{V_{CE}}{R_C}$$

Comme $V_{CC} = cte = 12$ V toutes les droites passent par le point A : ($V_{CE} = 12$ V, $I_C = 0$)

2) Le point de repos du montage est obtenu pour $e_g = 0$ V.
Dans ces conditions où $v_{BE} = e_g + V_{BE_0} = V_{BE_0} = V_{BB} = 0,5$ V
A cette valeur de V_{BE_0} on a $I_{B_0} = 0,4$ mA
Quelle que soit donc la valeur de R_C le point de fonctionnement M se déplace sur la caractéristique $I_C(V_{CE})$ à $I_{B_0} = 0,4$ mA = cte.
3) Considérons le troisième quadrant et déterminons les points extrêmes de fonctionnement lorsque e_g varie.

* pour $e_g = E_{gM}$ on a $V_{BEM} = V_{BE_0} + E_{gM} = V_{BE_1}$
$V_{BE_1} = V_{BEM} = 0,5 + 0,12 = 0,62$ V $\Rightarrow$ $I_{BM} = 0,7$ mA
On a alors le point B_1 : (0,7 mA ; 0,62 V)

* pour $e_g = -E_{gM}$ on a $V_{BEM} = V_{BE_0} - E_{gM} = V_{BE_2}$
$V_{BE_2} = V_{BEM} = 0,5 - 0,12 = 0,38$ V $\Rightarrow$ $I_{BM} = 0,2$ mA
On a alors le point A_1 : (0,2 mA ; 0,38 V)
sur le 1er quadrant, aux points A_1 et B_1 il correspond les points extrêmes A et B d'ordonnées V_{CE_2} et V_{CE_1}.

Quand R_C varie le point B se déplace sur la caractéristique $I_C(V_{CE})$ à $I_B = 0,7$ mA et le point A sur celle qui correspond à $I_B = 0,2$ mA.

4) Tableau de valeurs à compléter :

R_C en Ω	50	100	200	300	150
V_{CE_0} V		7,6			
I_{CE_0} mA		44			
V_{CE_1} V		4,2			
V_{CE_2} V		9,9			
V_{BE_1} V		0,62			
V_{BE_2} V		0,38			
$Av = \lvert\frac{\Delta V_{CE}}{\Delta V_{BE}}\rvert$		0,24			

5) Représentons $v_{ce}(t)$ pour $R_c = 200$ Ω

Graphiquement nous constatons que le point de fonctionnement B atteint le coude (de saturation) quand R_C varie.

Lorsque le point B se trouve dans la zône de staturation (hachurée) le courant I_C n'est plus commandé même quand i_b varie. Le transistor est en régime staturé.

L'allure de la caractéristique dynamique $v_{ce}(t)$ est :

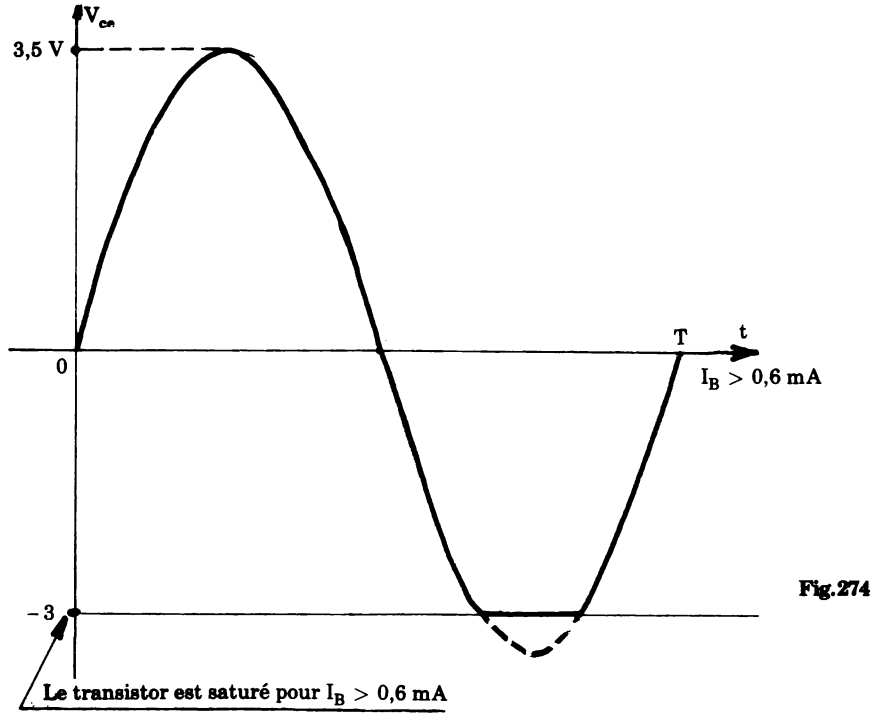


Fig.274

Exercice N° 36 :

Un transistor dont $\beta = 50$ est monté dans le schéma suivant :

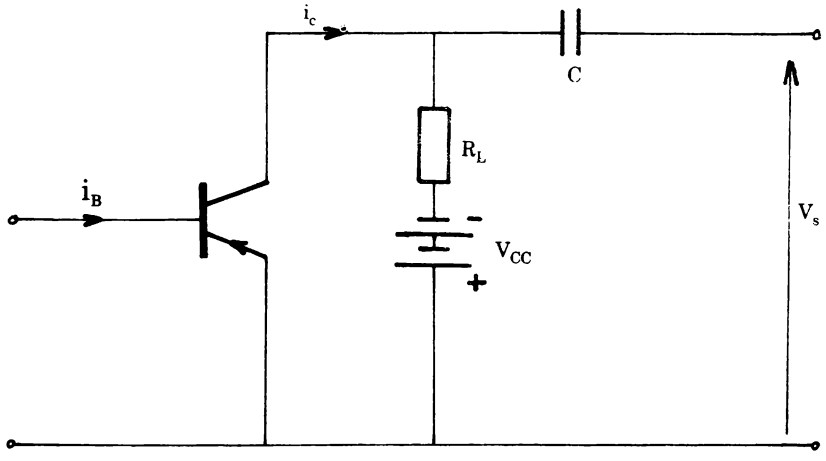


Fig.275

Sa base est commandée par un courant i_B comportant une composante continue de polarisation ($|I_{B_0}| = 100$ µA) et un signal alternatif.

$$i_B = -100 + 30 \sin \omega t$$

1) $V_{CC} = 10$ V, calculer R_L pour qu'en l'abscence de signal alternatif sur la base, on obtienne $|V_{CE_0}| = 5$ V.
2) Tracer, dans le plan de sortie, la droite de charge et placer le point de repos sur cette droite.
3) Ecrire l'équation du courant instantané i_C lorsque la base reçoit le signal alternatif. Dessiner la forme d'onde de ce courant. Entre quelles positions extrêmes se déplace le point de fonctionnement sur la droite de charge.
4) Déterminer la valeur efficace de la tension de sortie.
5) Retrouver la forme d'onde de la tension de sortie si le courant continu de base passe à – 190 µA, le signal alternatif restant le même (c'est à dire 30 sin ω t).

Exercice N° 37 :

On considère le réseau de caractéristiques d'un transistor 2 N 1711 (NPN).
1) Tracer la droite de charge du réseau de sortie avec $V_{CC} = 9$ V passant par le point de repos de coordonnées (5 V , 140 mA).
Déduire la valeur de R_C.
2) Tracer la caractéristique dynamique $I_C = f(I_B)$ à $V_{CC} = 9$ V et à R_C = valeur trouvée au 1er.
3) Ce transistor est commandé en courant par le signal : $i_b = 0{,}5 \sin \omega t$. Déterminer les coordonnées des points extrêmes A_1 et B_1, A_2 et B_2, A et B. (i_b est exprimée en mA) .

4) Calculer :

a) l'amplification en courant A_i

b) l'amplification en tension A_v

c) l'amplification en puissance A_p.

Exercice N° 38 :

Un transistor NPN dont le réseau de caractéristiques est fourni sur la page suivante est monté en émetteur commun dans le montage amplificateur suivant :

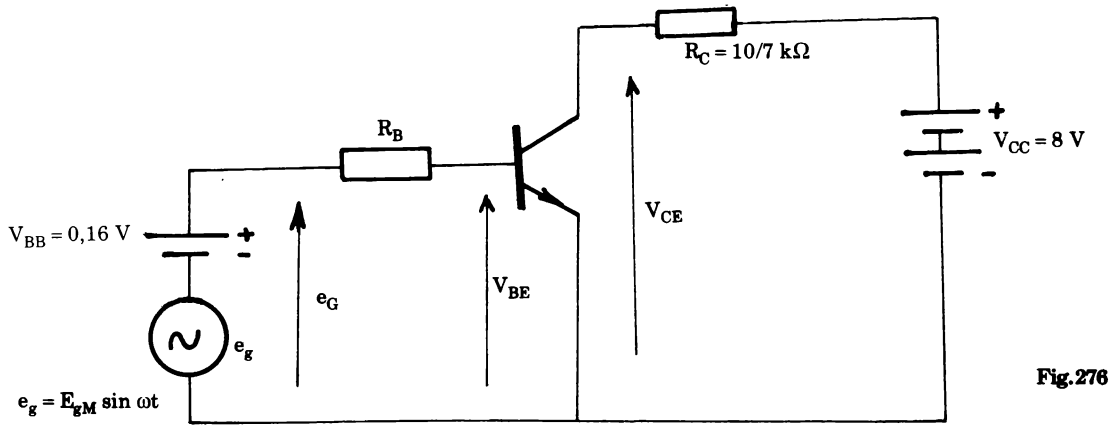


Fig.276

Le courant de polarisation de la base est $I_{B_0} = 20$ µA et le courant à amplifier est :
$i_b = 10 \sin \omega t$ (en µA).

A) Etude en régime statique :

1) Ecrire l'équation de la droite d'attaque statique, la tracer et placer le point d'intersection M_1 de cette droite avec la caractéristique d'entrée.

Déduire la valeur de R_B.

2) Ecrire l'équation de la droite de charge statique.

3) Tracer la caractéristique statique de transfert en courant $I_C = f(I_B)$ à $V_{CE} = 6$ V

B) Etude en régime dynamique :

4) Ecrire l'équation de la droite d'attaque dynamique.

Placer les 2 points extrêmes de cette droite avec la caractéristique d'entrée (A_1 et B_1).

Déterminer les coordonnées de M_1, A_1 et B_1.

5) Ecrire l'équation de la droite de charge dynamique.

Placer les points extrêmes de fonctionnement A et B.

Déterminer les coordonnées des points M, A et B

6) tracer la caractéristique dynamique

$I_C = f(I_B)$ à $V_{CC} = 8$ V et $R_C = \frac{10}{7}$ kΩ

7) Tracer sur une feuille de papier millimètré :

$i_b(t)$; $i_B(t)$; $i_ç(t)$; $i_C(t)$; $v_{be}(t)$; $v_{BE}(t)$; $v_{çe}(t)$ et $v_{CE}(t)$

8) Ecrire sur chaque graphe les valeurs maximales et minimales correspondantes.
Déterminer les amplifications :
– en courant A_i
– en tension A_v
– en puissance A_p

9) Calculer les gains :
– en courant G_i
– en tension G_v
– en puissance G_p

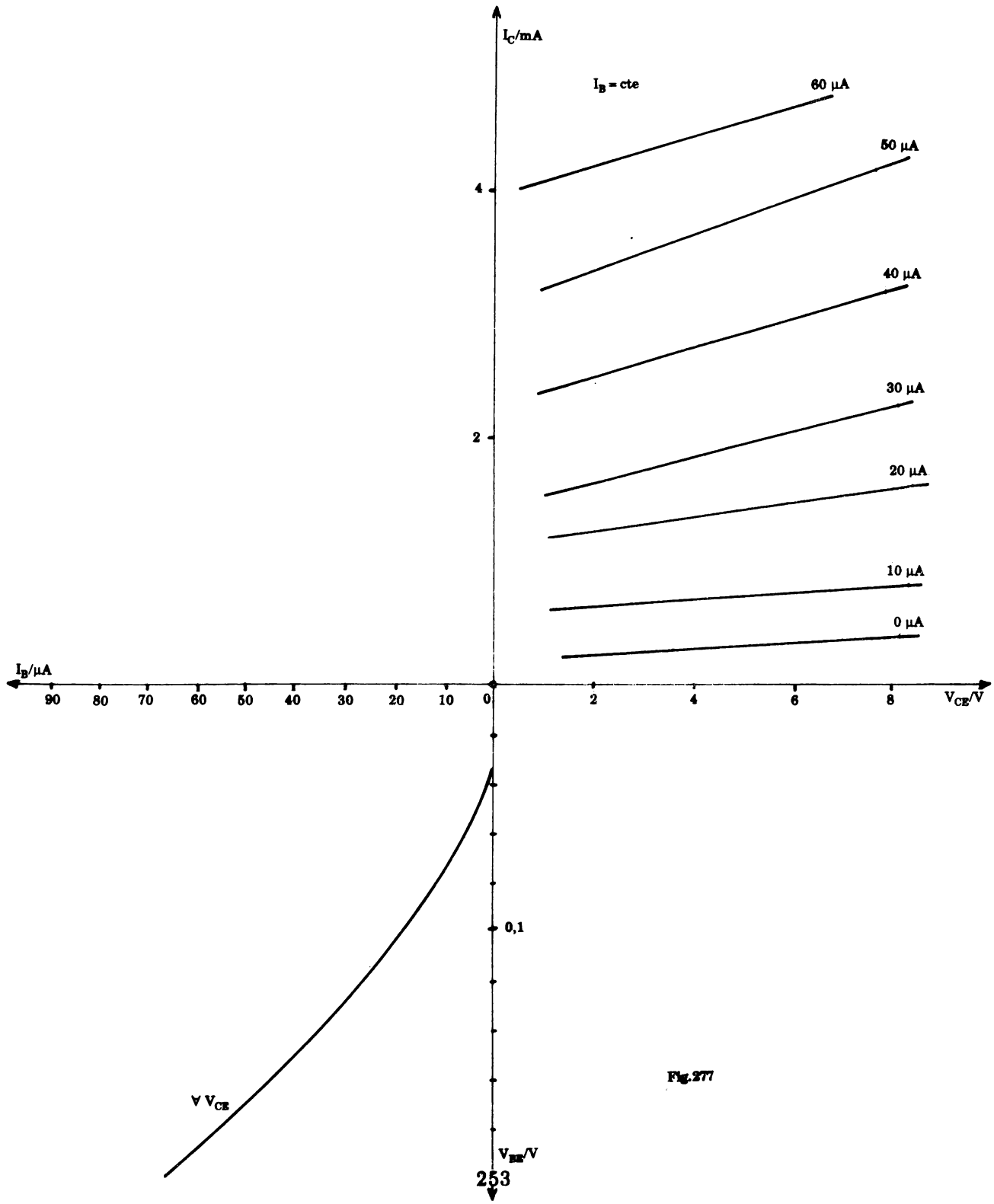

I_C/mA
I_B = cte
60 μA
50 μA
40 μA
30 μA
20 μA
10 μA
0 μA
4
2
I_B/μA
90
80
70
60
50
40
30
20
10
0
2
4
6
8
V_{CE}/V
0,1
∀ V_{CE}
V_{BE}/V

Fig.277

LEÇON 35

SCHEMA EQUIVALENT D'UN TRANSISTOR EN EMETTEUR COMMUN

I - EQUATIONS CARACTERISTIQUES :

1 - REGIME STATIQUE :

a) Théorème de superposition d'états linéaires :

Lorsqu'une grandeur z est une fonction linéaire séparément de deux variables x et y, deux variations simultanées Δx et Δy de celles-ci produisent la même variation de z que si elles s'effectuaient successivement .

b) 1ère équation caractéristique :

Rappelons les formules : $r = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}$ et $\mu = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}}$

La variation due au courant de base I_B produit $\Delta V_{BE_1} = r \,.\, \Delta I_B$
La variation due à la tension V_{CE} produit $\Delta V_{BE_2} = \mu \,.\, \Delta V_{CE}$
La variation totale est donc :

$$\boxed{\Delta V_{BE} = r \,.\, \Delta I_B + \mu \,.\, \Delta V_{CE}} \qquad (1)$$

c) 2ème équation caractéristique :

Rappelons les formules : $\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$ et $\rho = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C}$

La variation due au courant de base I_B produit : $\Delta I_{C_1} = \beta \,.\, \Delta I_B$
La variation due à la tension V_{CE} produit : $\Delta I_{C_2} = \frac{1}{\rho} \,.\, \Delta V_{CE}$
La variation totale est donc :

$$\boxed{\Delta I_C = \beta \,.\, \Delta I_B + \frac{1}{\rho} \,.\, \Delta V_{CE}} \qquad (2)$$

2 - REGIME DYNAMIQUE :
CAS DE SIGNAUX ALTERNATIFS DE FAIBLES AMPLITUDES

a) Equations caractéristiques :

Les variations élémentaires de V_{BE}, V_{CE}, I_B et I_C peuvent être assimilées aux valeurs instantanées des grandeurs alternatives correspondantes :

$\Delta V_{BE} \rightarrow v_{be}$: tension d'entrée (ou de commande)
$\Delta V_{CE} \rightarrow v_{ce}$: tension de sortie
$\Delta I_B \rightarrow i_b$: courant de commande (ou d'entrée)
$\Delta I_C \rightarrow i_c$: courant de sortie.
Les équations précédentes (1 et 2) s'appliquent donc à un transistor utilisé en régime linéaire (voir leçon 34 - II - 2).
on a donc :

$$\boxed{\begin{aligned} v_{be} &= r \cdot i_b + \mu \cdot v_{ce} \\ i_c &= \beta \cdot i_b + \frac{1}{\rho} v_{ce} \end{aligned}} \qquad (3)$$

b) Autres notations : paramètres hybrides

Posons
$h_{11} = r$: résistance d'entrée du transistor
$h_{12} = \mu$: rapport de transfert en tension (souvent négligé)
$h_{21} = \beta$: coefficient d'amplification dynamique en courant
$h_{22} = \frac{1}{\rho}$: inverse de la résistance de sortie ou conductance de sortie du transistor.

Les équations deviennent :

$$\boxed{\begin{aligned} v_{be} &= h_{11} \cdot i_b + h_{12} \cdot v_{ce} \\ i_c &= h_{21} \cdot i_b + h_{22} v_{ce} \end{aligned}} \qquad (4)$$

Les paramètres h_{11}, h_{12}, h_{21} et h_{22} sont appelés paramètres hybrides.
Le mot hybride se dit d'un animal ou d'un végétal résultant d'un croisement. Au figuré, il veut dire : d'une nature mal définie, composite ; ici hybride signifie d'unités différentes.

Exemples :

* Transistor 2 N 1926 :
$h_{11} = 1500\ \Omega$; $h_{12} = 4 \cdot 10^{-4}$; $h_{21} = 120$; $h_{22} = 25 \cdot 10^{-6}\ \Omega^{-1}$

* Transistor AC 125 :
$h_{11} = 1{,}7\ k\Omega$; $h_{12} = 7{,}5 \cdot 10^{-4}$; $h_{21} = 125$; $h_{22} = 80 \cdot 10^{-6}\Omega^{-1}$

c) Remarque :

Les équations (3 et 4) sont celle d'un quadripôle et cela confirme bien que le transistor peut être assimilé à un qudripôle. (voir leçon 33).

3 – DETERMINATION DES PARAMETRES HYBRIDES :

En examinant les équations 1, 2 et 4 on voit que pour déterminer les paramètres hybrides il faut considérer les paramètres i_b et v_{ce} :

* Si $i_b = 0$
(ce qui correspond, aux faibles variations, à $\Delta I_B = 0$; c'est à dire $I_B = cte$). On a :

$$h_{12} = \frac{v_{be}}{v_{ce}} \qquad \text{et} \qquad h_{22} = \frac{i_c}{v_{ce}}$$

* Si $v_{ce} = 0$
(aux faibles variations $\Delta V_{CE} = 0$, c'est à dire $V_{CE} = cte$)
On a :

$$h_{11} = \frac{v_{be}}{i_b} \qquad \text{et} \qquad h_{22} = \frac{i_c}{i_b}$$

4 – REMARQUES :

a) $i_b = 0$

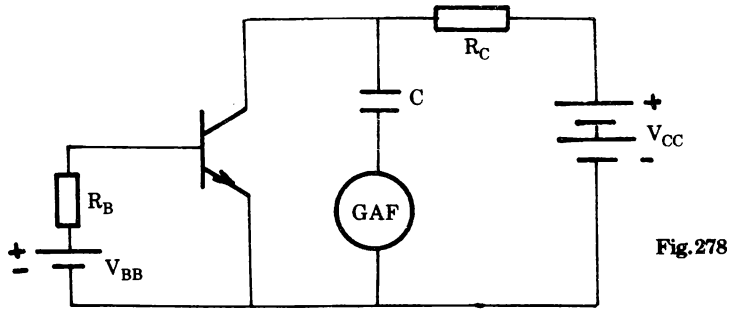


Fig.278

R_B est suffisament grande pour que l'on puisse considérer que l'entrée est ouverte pour l'alternatif. Le transistor est alimenté du côté de la sortie par le générateur basse fréquence (GAF). (voir figure 278).

b) $v_{ce} = 0$

La sortie est en court-circuit pour l'alternatif :

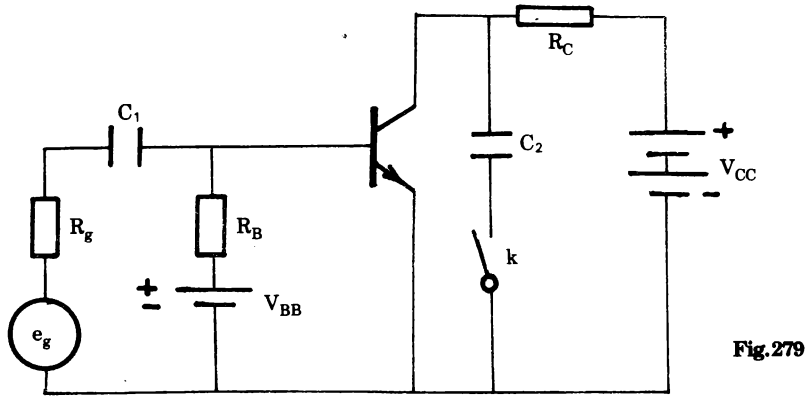


Fig.279

A la fréquence du signal de commande, le condensateur C_2 est choisi de sorte que la réactance $\frac{1}{C_2\omega}$ soit très faible ($\frac{1}{C_2\omega} \simeq 0$).

Les points E et C sont donc considéré en court-circuit pour l'alternatif (l'interrupteur k étant fermé).

II - SCHEMAS EQUIVALENTS :

1 - SCHEMA EQUIVALENT AU CIRCUIT D'ENTREE :

a) Equation : rappel

$$v_{be} = h_{11} \cdot i_b + h_{12} \cdot v_{ce}$$

b) Equation aux dimensions :

$$[V] = [\Omega \cdot A] + [V] \Leftrightarrow [V] = [V] + [V]$$

c) Conséquences :

v_{be} : est une tension d'entrée fournie par le générateur d'alimentation de l'entrée.
$h_{11} \cdot i_b$: est une chute de tension dans la résistance $h_{11} = r$ d'entrée du transistor.
$h_{12} \cdot v_{ce}$: est une f.e.m dûe à un générateur de tension en série avec $h_{11} \cdot i_b$
On obtient alors la maille :

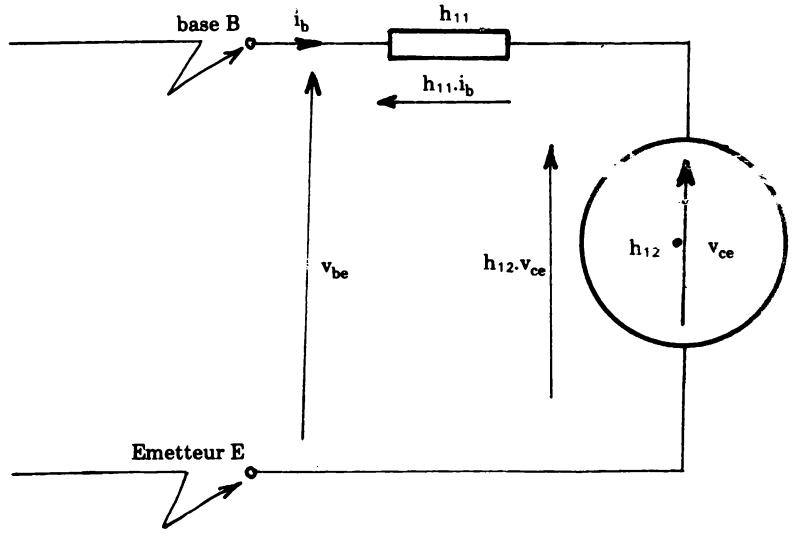


Fig. 280

2 - SCHEMA EQUIVALENT AU CIRCUIT DE SORTIE :

a) Equation : Rappel

$$i_ç = h_{21} \cdot i_b + h_{22} \cdot v_{çe}$$

b) Equation aux dimensions :

$[A] = [A] + [\Omega^{-1} . V] \Leftrightarrow$
$[A] = [A] + [A]$

c) Conséquences 3

$i_ç$: est un courant dû au générateur d'alimentation du transistor.
$h_{21} . i_b$: est fourni par un générateur de courant.
$h_{22} . v_{çe}$: est un courant qui traverse la résistance $\frac{1}{h_{22}} = \rho$ sous la d.d.p $v_{çe}$.
Le schéma équivalent au circuit de sortie du transistor est donc :

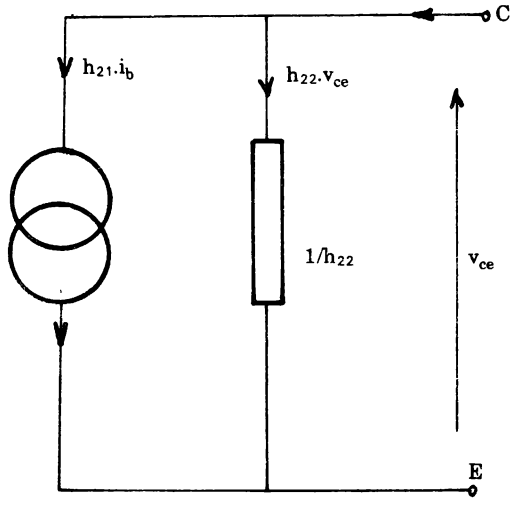
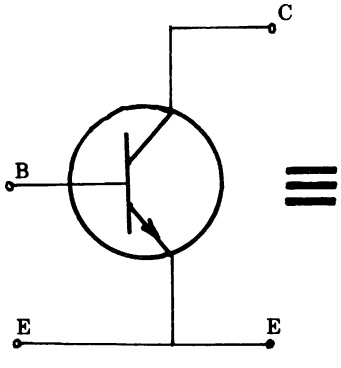


Fig.281

Le schéma équivalent complet du transistor est le suivant :



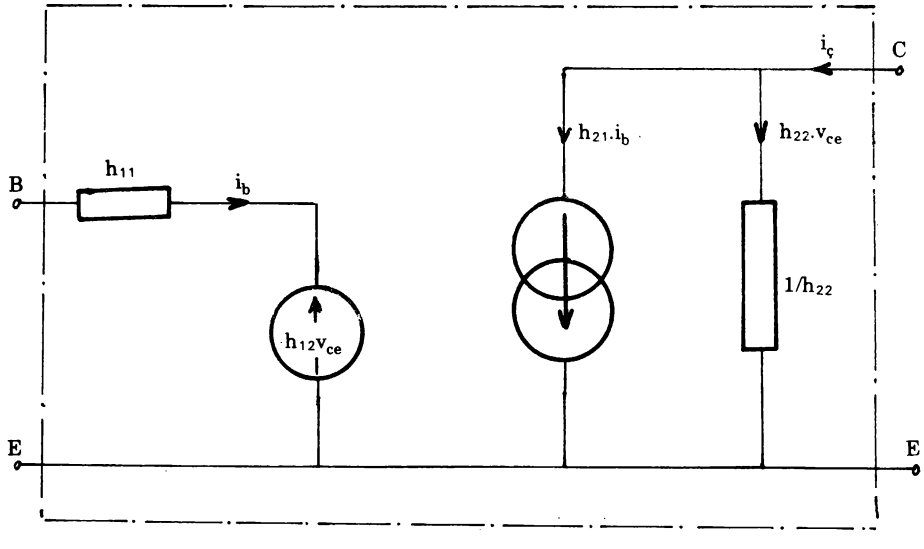


Fig.282

4 - SCHEMA EQUIVALENT SIMPLIFIEE :

On a vu que h_{12} et h_{22} ont de faibles valeurs (voir I, 2, b exemples). Examinons sur un exemple l'influence de ces paramètre dans les équations (4).
Pour le transistor AC 125, au point de repos $V_{CE_0} = -5$ V et $I_{C_0} = -40$ mA (fig.267),
$I_{bMax} = 0{,}1$ mA on a $V_{ceMax} = 1{,}16$ V.
Calculons les différents termes suivants :
$h_{11} \cdot i_b = 1700 \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-3} = 0{,}17$ V
$h_{12} \cdot v_{ce} = 7{,}5 \cdot 10^{-4} \cdot 1{,}16 = 0{,}87 \cdot 10^{-3}$ V
$h_{21} \cdot i_b = 125 \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-3} = 12{,}5$ mA
$h_{22} \cdot v_{ce} = 80 \cdot 10^{-6} \cdot 1{,}16 = 0{,}092$ mA
Ces résultats montrent que l'on peut négliger :
— Le terme $h_{12}.v_{ce}$ devant $h_{11}.i_b$ et on obtient le schéma équivalent de la figure 283.
— le terme $h_{22}.v_{ce}$ devant $h_{21}.i_b$ et on obtient le schéma équivalent de la figure 284.
La figure 285 correspond au cas où on néglige à la fois les termes $h_{12}.v_{ce}$ et $h_{22}.v_{ce}$ devant respectivement $h_{11}.i_b$ et $h_{21}.i_b$

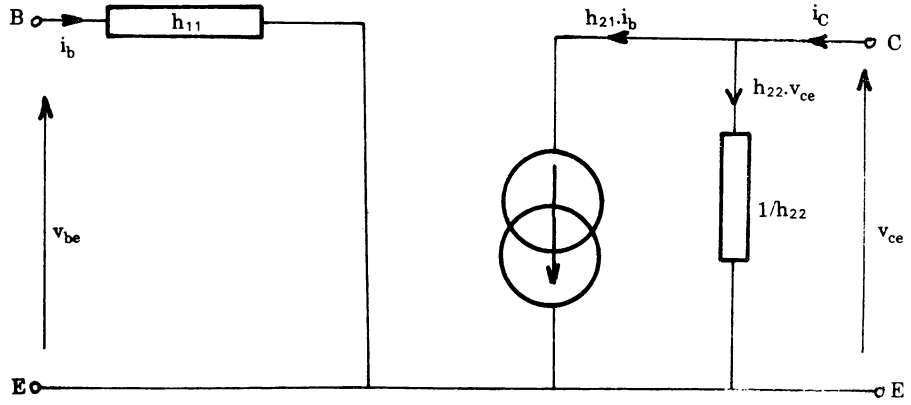


Fig.283

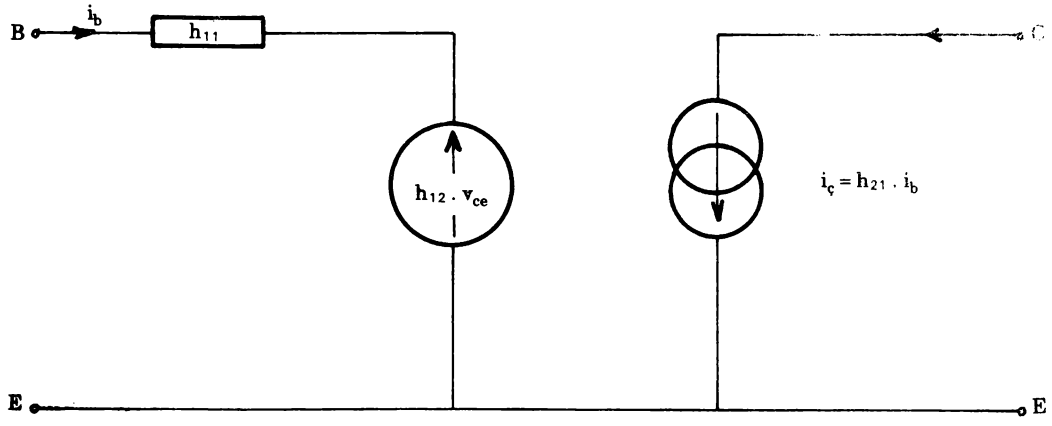


Fig.284

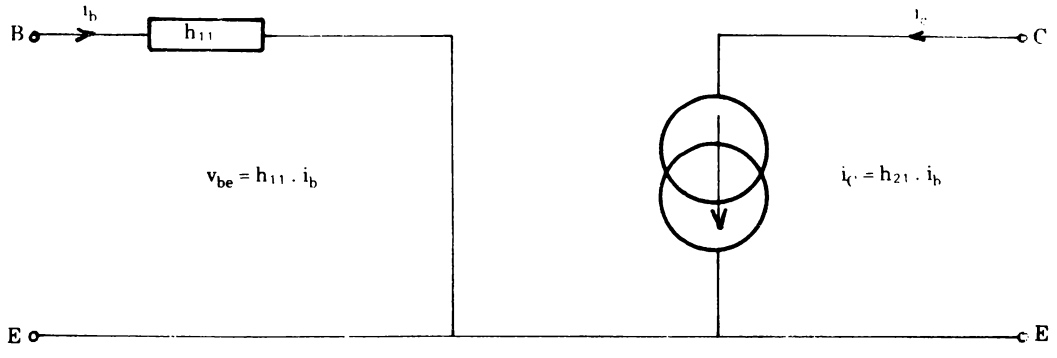


Fig.285

5 – REMARQUE IMPORTANTE :

Ces schémas équivalents ne sont valables que pour les grandeurs variables (dans le temps)

6 – SCHEMA EQUIVALENT D'UN ETAGE AMPLIFICATEUR :

a) Exemple N° 1 : Montage en E.C. avec pont de polarisation

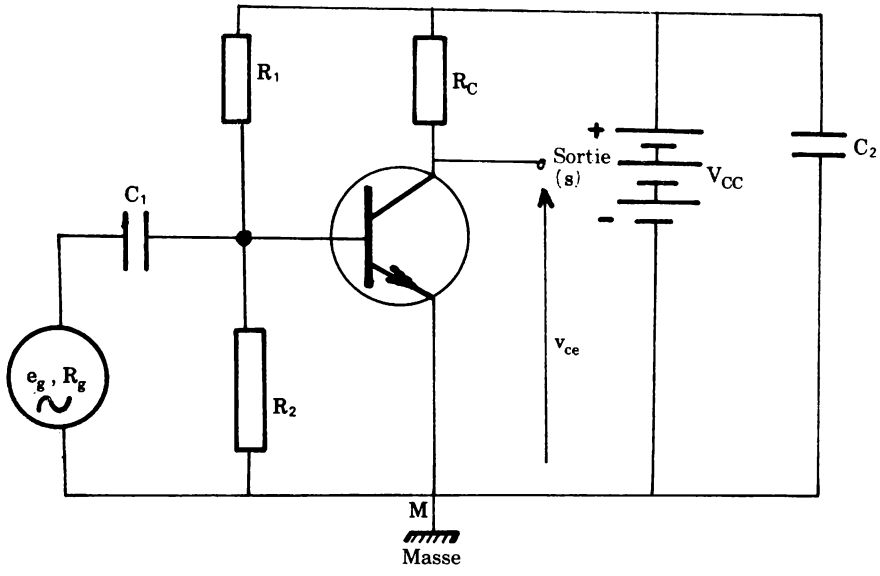


Fig.286

C_1 : empêche la composante continue due à la pôlarisation de circuler dans le générateur de commande (e_g,R_g).

C_2 : découple la source V_{CC} . Pour toutes les fréquences d'utilisation, l'ensemble générateur (e_g,R_g) – condensateur (C_2) doit présenter une impédance pratiquement nulle.

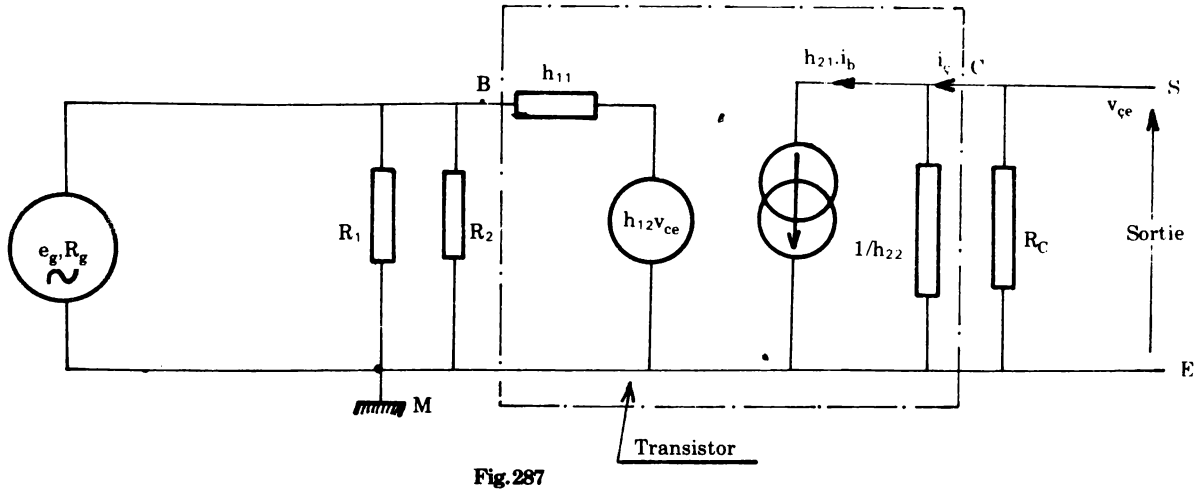


Fig.287

L'ensemble est le schéma équivalent à tout l'étage amplificateur.

b) Exemple N° 2 : Etage amplificateur avec résistance d'émetteur découplée.

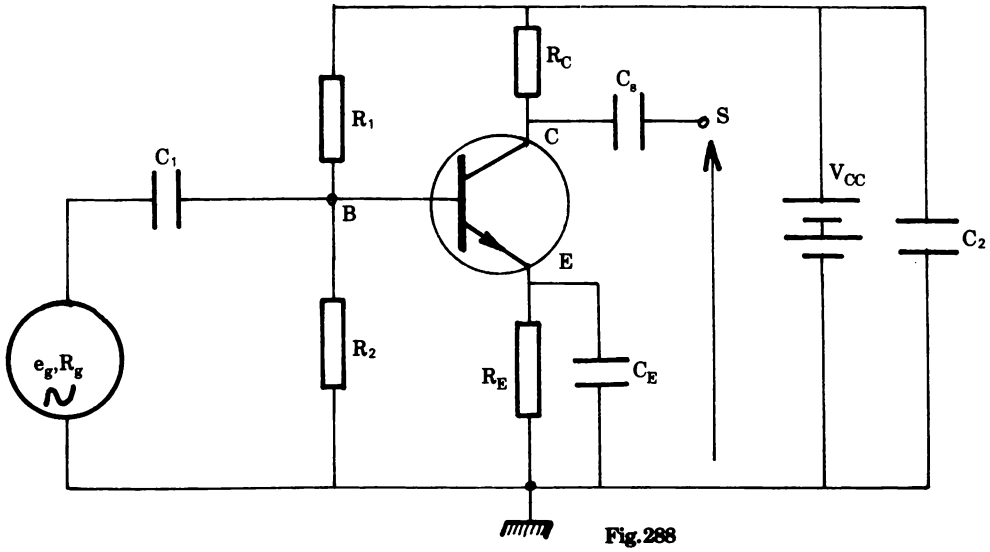


Fig.288

Pour toutes les fréquences d'utilisation, l'ensemble (R_E – C_E) a une impédance pratiquement nulle. (voir leçon 34).
Le schéma équivalent de l'étage est le même que celui de la figure 287.

Exercice n° 39 :
Suite de l'exercice n° 38 :
Le courant de polarisation de la base est toujours égal à 20 μA.
Calculer autour du point de repos correspondant les paramètres hybrides du transistor en émetteur commun (h_{11}, h_{21} et h_{22}).
Représenter le schéma équivalent au montage de la figure 276 .

Exercice N° 40 :

On considère le montage de l'amplificateur suivant :

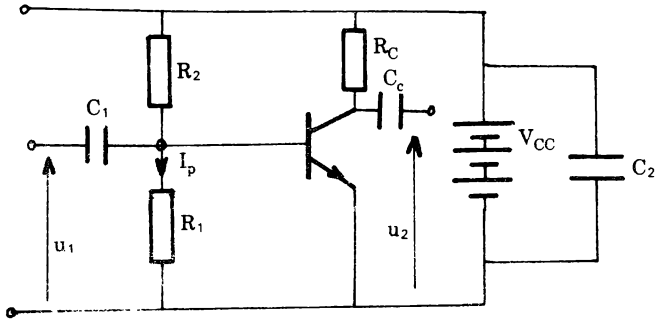


Fig.289

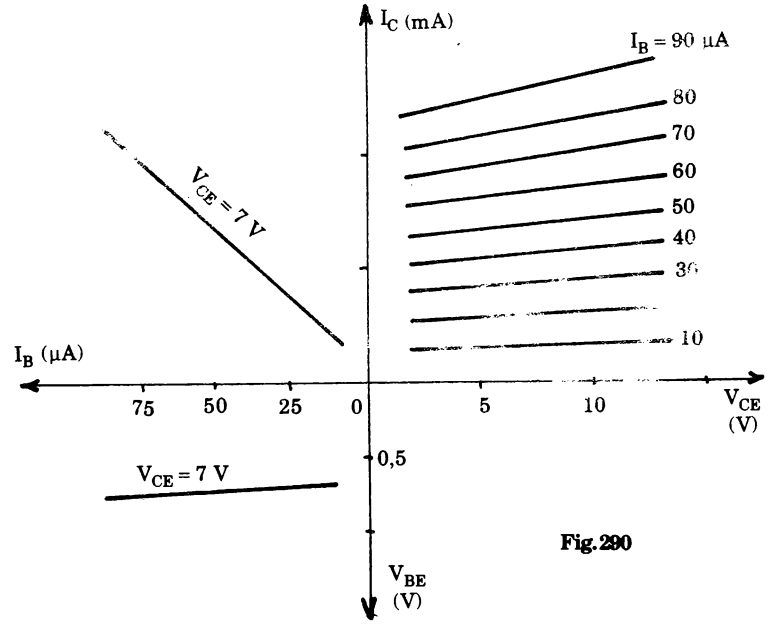


Fig.290

La tension continue d'alimentation est $V_{CC} = 14$ V. La résistance R_C vaut 1 kΩ

1) Tracer la droite de charge dans le réseau de sortie.

2) On désire que $V_{CE_0} = \frac{V_{CC}}{2}$. Déterminer les coordonnées I_{B_0} , I_{C_0} et V_{BE_0} du point de repos.

Expliquer pourquoi l'on désire que $V_{CE_0} = \frac{V_{CC}}{2}$

3) Calculer les valeurs des résistances R_1 et R_2 qui permettent d'obtenir ce point de repos. On prendra $I_p = 10 \cdot I_{B_0}$

4) Ce montage est utilisé pour amplifier une tension de faible amplitude. On néglige le rapport de transfert en tension ($h_{12} = 0$). Ecrire les équations du transistor en petits signaux et vérifier que :

$r = 600\ \Omega$; $\beta = 120$ et $= 12$ kΩ

5) Représenter le schéma équivalent du transistor en régime dynamique. Les réactances des condensateurs sont négligeables pour les fréquences utilisées.
6) En utilisant ce schéma équivalent, calculer l'amplification en tension A_v de ce montage. Déduire le déphasage de u_2 par rapport à u_1 sinusoïdale.
7) Si la valeur efficace de U_1 est 10 mV, que vaut U_{2ef} ?

Exercice N°41 :

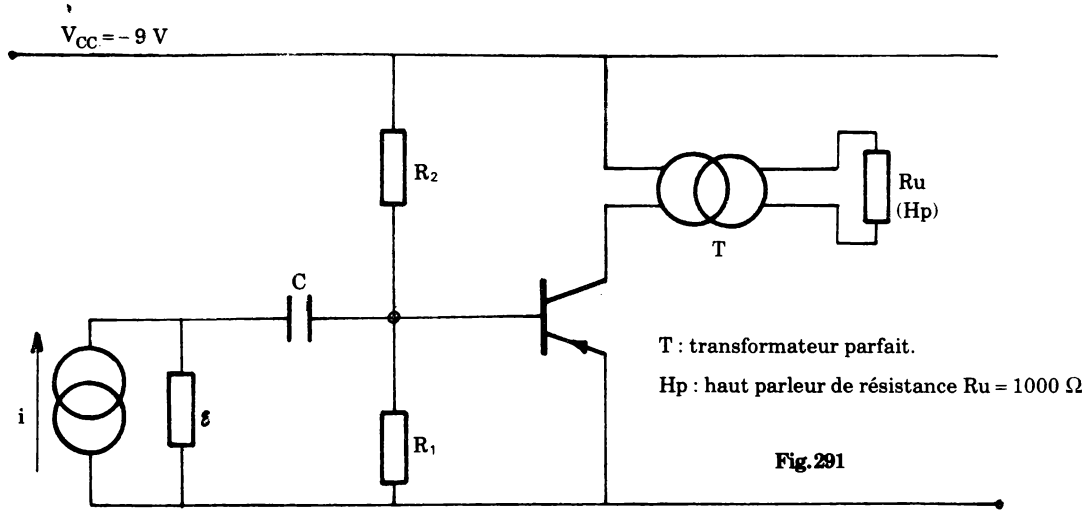


Fig.291

Le schéma donné correspond à l'étage final d'un amplificateur A.F à transistor. L'étage précédent est figuré par un générateur de courant i, d'admittance interne $\frac{1}{\varepsilon}$, couplé à la base du transistor par une capacité C d'impédance nulle pour les fréquences considérées.
Les conditions de fonctionnement au repos sont :

$$|I_{C_0}| = 5 \text{ mA} \ ; \ |V_{CE_0}| = 9 \text{ V} \ ; \ |I_{B_0}| = 120 \ \mu\text{A} \text{ et } |V_{BE_0}| = 0{,}18 \text{ V}$$

Les paramètres du transistor sont :

$$h_{11} = 800 \ \Omega \ ; \ h_{12} = 6 \cdot 10^{-3} \ ; \ h_{11} = 50 \text{ et } h_{22} = 0{,}1 \text{ mA/V}$$

La résistance R_1 vaut 6000 Ω.
1) Donner, en tenant compte du signe, les coordonnées du point de repos.
2) Calculer R_2 pour obtenir ce point de repos.
3) Afin d'obtenir une amplification optimale, tracer la droite de charge dynamique.
On considère que les caractéristiques $I_C(V_{CE})$ à I_B = cte sont équidistantes, calculer l'impédance de charge R_C et le rapport de transformation du transformateur.

Réponses : $R_2 = 58{,}8 \text{ k}\Omega$; $R_C = 1{,}8 \text{ k}\Omega$; $m = 0{,}745$

LEÇON 36

LE TRANSISTOR EN COMMUTATION

I - INTRODUCTION :

Nous supposons connues les notions fondamentales d'algèbres de Boole telles que les opérations, les fonctions et les calculs booléens. Rappelons seulement qu'une variable booléenne peut soit avoir la valeur binaire 1 soit avoir la valeur 0.

Très souvent les changements d'états se font à une fréquence très élevée ; (comptage, télécommunication,...) on est alors en régime de commutation .

Les relais électromagnétiques possèdent des contacts qui peuvent être ouverts ou fermés. Ils conviennent donc pour la réalisation de fonctions logiques mais ils présentent quelques inconvénients :

— lenteur : le temps de réponse est de quelques centièmes de secondes. Ce qui est beaucoup pour certaines applications.
—arcs de rupture : dangereux en atmosphère explosive.
— détérioration des contacts : à chaque manœuvre.
— Sensibilité aux poussières.

Pour éviter ces inconvénients on fait appel à des relais ne présentant pas ces défauts. Ils ne doivent pas avoir d'organe mobile d'où le nom de relais statiques.

II - LE TRANSISTOR EST UN RELAIS STATIQUE :

1 - MONTAGES :

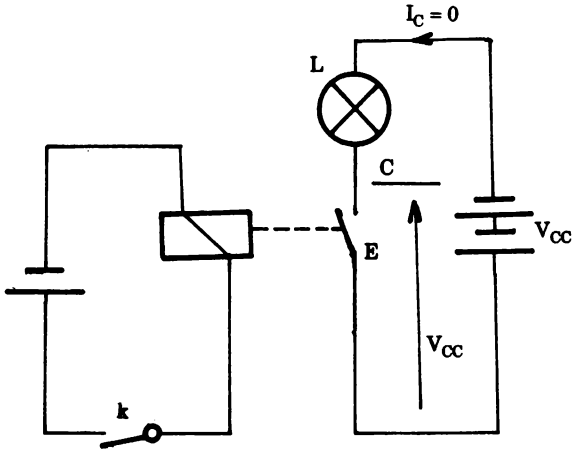


Fig.292

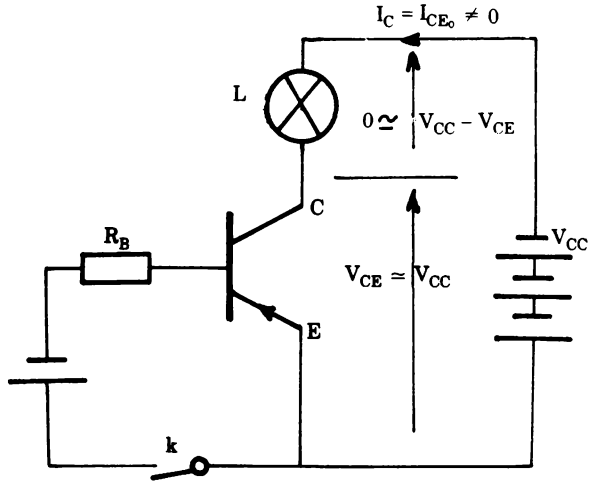


Fig.293

2 - L'INTERRUPTEUR k EST OUVERT :

* Le courant dans la charge L est nul dans le cas du relais électromagnétique.
* Pour le transistor, le courant de base est nul ($I_B = 0$) mais un courant résiduel faible I_{CE_o} circule dans la charge L. Le transistor est à l'état bloqué.

3 - L'INTERRUPTEUR k EST FERMÉ :

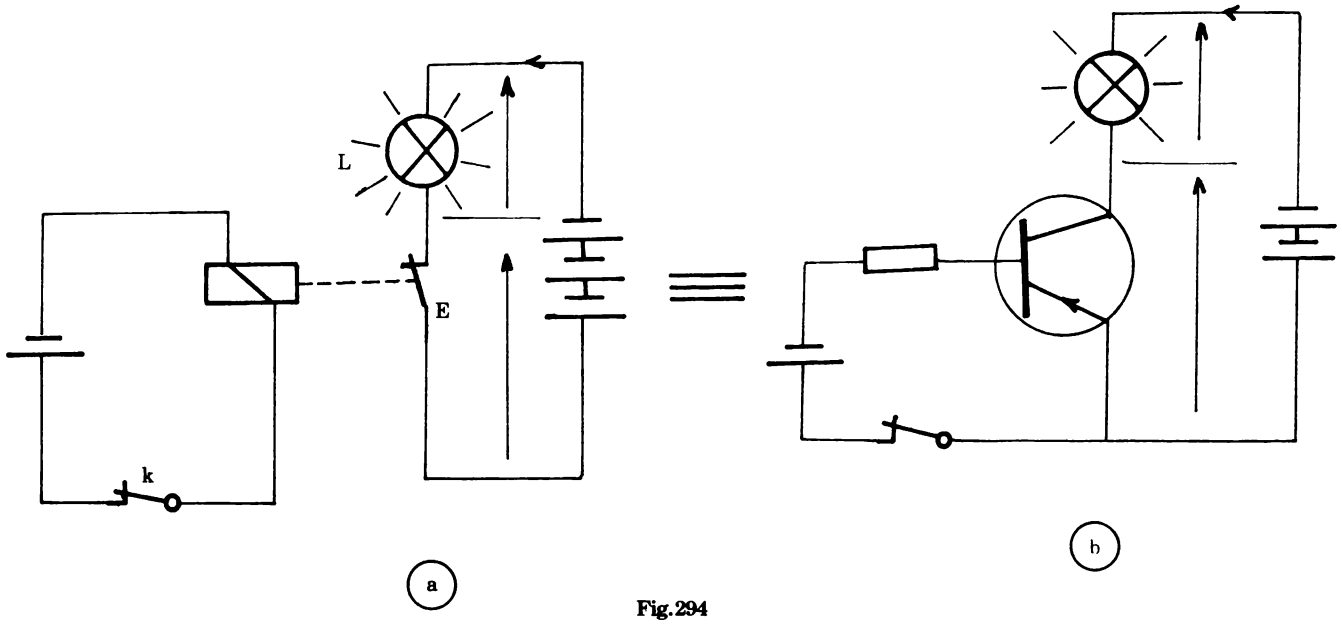


Fig.294

* Le courant I_C passe dans la charge L soumise à la ddp V_{CC}
* Le courant I_B n'est plus nul. Le transistor est pôlarisé pour fonctionner en régime normal, un courant I_C s'établit dans la charge L. Le transistor est à l'état conducteur.

4 - CONSÉQUENCES :

Le transistor est un relais statique, mais l'interrupteur E.C qu'il commande est imparfait. (voir Figures 293) :
* k ouvert, on a un faible courant dans la charge L (I_{CE_o})
* k fermé, on a une chute de tension V_{CE} aux bornes de E.C.

III - COMMUTATION AVEC REGIME BLOQUÉ-SATURÉ :

1 - INTRODUCTION :

On vient de voir qu'en régime normal, un transistor peut remplacer les relais électromagnétiques. Pour améliorer ses performances, il faut diminuer I_{CE_o} correspondant à l'état bloqué. Le point P devient en P'. Il faut aussi diminuer la chute de tension V_{CE} correspondant à l'état

conducteur. Le point Q devient en Q' où le transistor est saturé (figure 295).. Quand le point de fonctionnement passe de Q' à P' (et vice-verça) ou dit que le transistor fonctionne en régime bloqué-saturé.

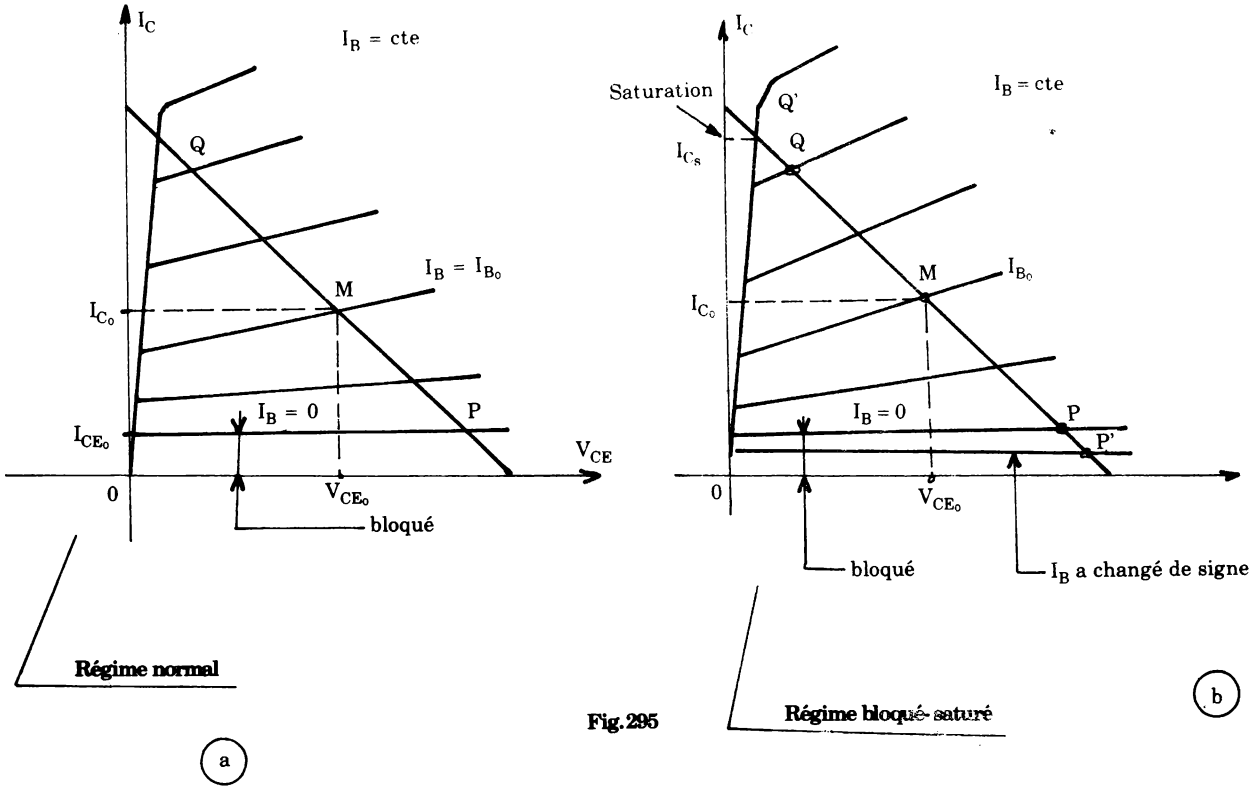


Fig.295

2 – APPLIQUONS UN SIGNAL DE COMMANDE :

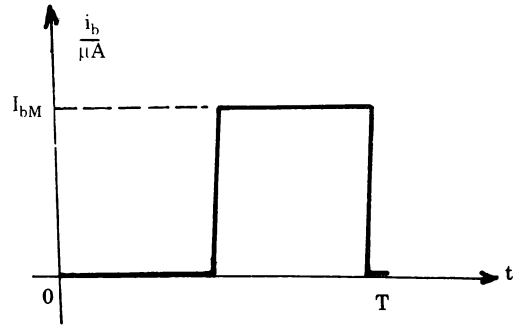


Fig.296

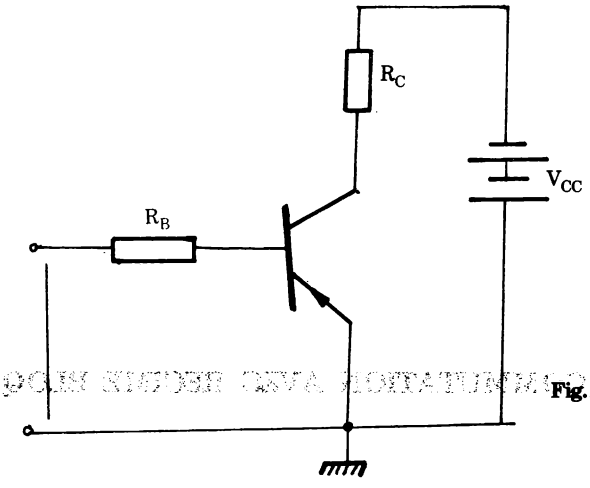


Fig.297

Appliquons un signal i_b (t) rectangulaire à l'entrée du transistor.

Soit I_{bM} l'amplitude de ce signal. la valeur de I_{bM} est choisie telle que si $i_b = I_{bM}$ le transistor est saturé et le point de fonctionnement est donc en Q'.

* Si $i_b = 0$, le point de fonctionnement est en P, le courant I_C est égal à I_{CE_0}.

* Si i_b passe de 0 à I_{bM}, le transistor conduit et passe de l'état bloqué à l'état saturé ; mais le courant collecteur ne prend pas immédiatement sa valeur maximale $I_{çM}$. A partir de l'instant où i_b est appliqué, les porteurs majoritaires commencent à diffuser à travers la base et nous observons :

a) **un temps de délai** t_d : Par convention ce temps est la durée nécessaire pour que $i_ç$ passe de 0 à 10 % . $I_{çM}$.

b) **un temps de montée** t_r : c'est le temps qui s'écoule lorsque $i_ç$ passe de la valeur 10 % . $I_çM$ à la valeur 90 % . $I_{çM}$.

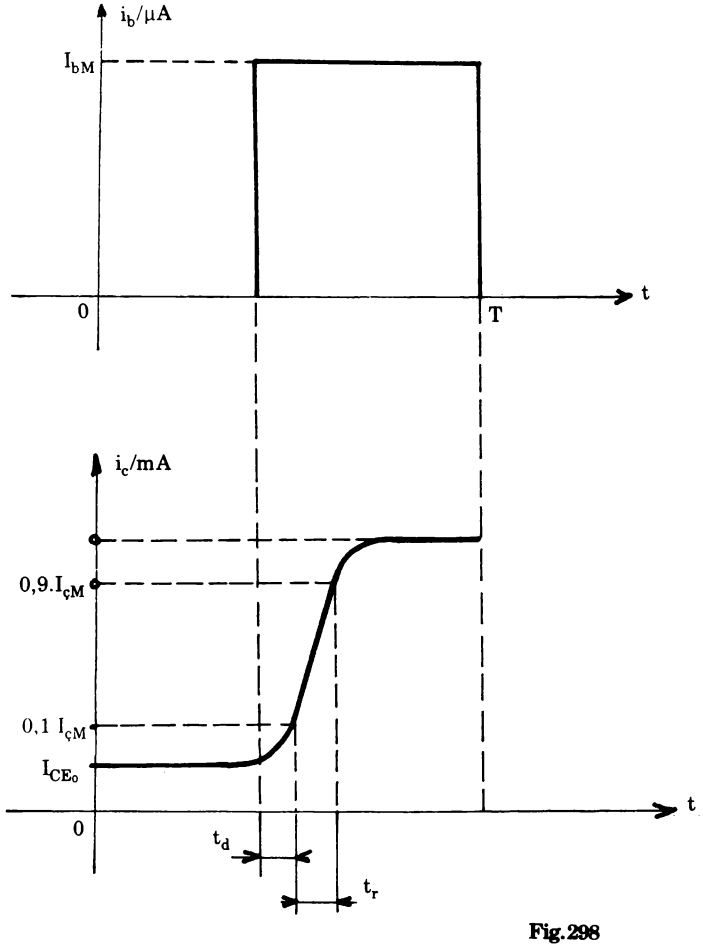


Fig.298

3 - SUPPRIMONS LE SIGNAL DE COMMANDE :

Quand i_b passe de I_{bM} à 0, le transistor ne passe pas immédiatement de l'état saturé à l'état bloqué. En effet :

Quand le transistor fonctionne en régime saturé les deux jonctions E - B et B - C sont pôlarisées dans le sens direct. (leçon 4).

Considérons un transistor du type PNP. Dans ces conditions de fonctionnement, des trous sont injectés dans la base aussi bien à partir de l'émetteur que du collecteur. On obtient donc un « stockage » important de trous dans la base.

Quand i_b passe à zéro, des trous stockées dans la base retournent vers le collecteur. Ils prolongent donc l'existance du courant collecteur $i_ç$. Pendant un bref instant, alors que i_b est nul i_C est différent de zéro. Ce bref instant s'appelle temps de stockage (en réalité de déstockage).

Le temps de stockage est la durée qui sépare l'instant où l'impulsion de commande est supprimée et l'instant où $i_ç$ prend la valeur 90 % de $I_{çM}$.

Le temps de descente est la durée nécessaire pour que l'amplitude de $i_ç$ passe de 90 % $I_{çM}$ à 10 % $I_{çM}$.

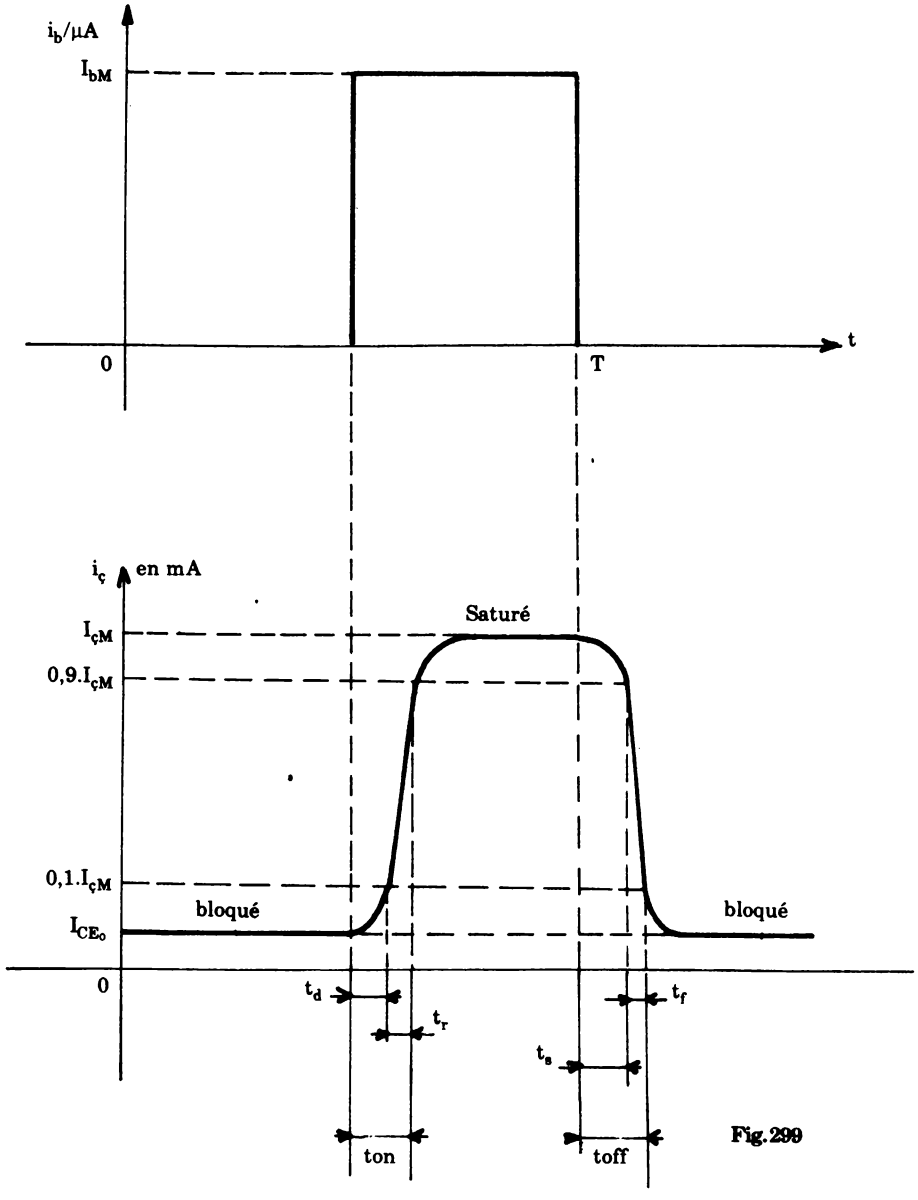


Fig.299

4 - REMARQUES :

— Le temps de délai appelé aussi temps de retard ou temps de réponse est très souvent négligé pour les tensions usuelles.

(voir le livre des semi-conducteurs, 2ème partie, transistor, écrit par M.Mounic, Edition Foucher, page 122).

— Le temps de stockage est aussi appelé temps d'accumulation ou retard du temps de descente.

— Exemple réel : pour le transistor de puissance Asz 15, le conducteur donne :

type PNP ; $P_{CMax} = 30$ W ; $V_{CEMax} = 100$ V ; $I_{C\,Max} = 10$ A ; $\beta_s = 15$ à 30 ; $f_t = 200$ kHz ; $t_d = 0$ µs ; $t_r = 20$ µs ; $t_s = 15$ µs et $t_f = 40$ µs

IV - PARAMÈTRES DE COMMUTATION :

1 - DEFINITION :

Les paramètres de commutation d'un transistor sont les intervalles de temps suivants :

— temps de délai t_d

— temps de montée t_r

— temps de stockage t_s

— temps de descente t_f

2 - TEMPS DE FERMETURE :

La durée minimale de l'impulsion qui provoque le basculement de l'état bloqué à l'état saturée s'appelle temps de fermeture t_{on}

$$t_{on} = t_d + t_r$$

3 - TEMPS D'OUVERTURE :

C'est la durée minimale de l'impulsion provoquant le basculement de l'état saturée à l'état bloqué. t_{off}

$$t_{off} = t_s + t_f$$

4 - EXEMPLE :

Pour un transistor de commutation le constructeur donne :

$t_d = 12$ ns ; $t_r = 7$ ns ; $t_s = 16$ ns ; $t_f = 11$ ns

On peut calculer le temps de fermeture t_{on} :

$$t_{on} = t_d + t_r = 12 + 7 = 19 \text{ ns}$$

et le temps d'ouverture t_{off} :

$$t_{off} = t_s + t_f = 16 + 11 = 27 \text{ ns}$$

V - EXEMPLES DE REALISATION DE FONCTIONS LOGIQUES A TRANSISTORS :

1 - FONCTION NON :

a) Montage :

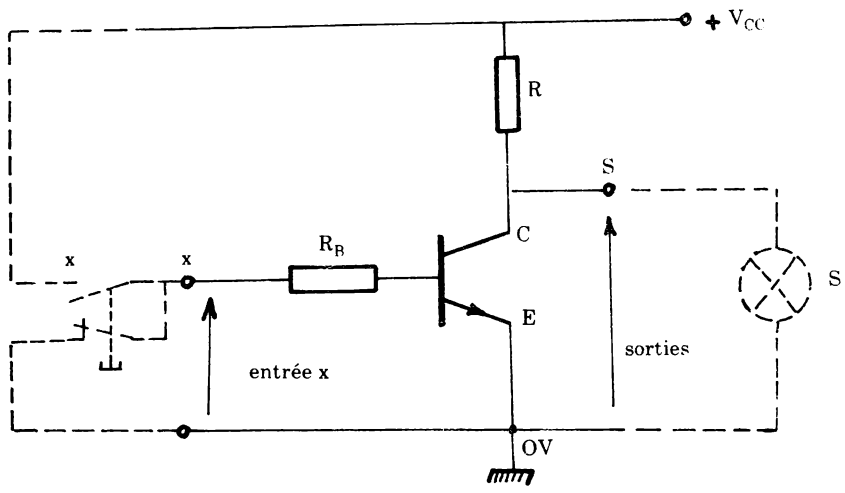


Fig.300

b) Fonctionnement :

Si l'entrée x est dans l'état logique 1 ($V_x = V_{CC}$), le transistor est saturé (R_B est choisie pour), la sortie est dans l'état logique 0(car elle est court-circuitée par l'interrupteur fictif E - C).
Si l'entrée est dans l'état logique 0 ($V_x = 0$ V), le transistor est bloqué ; la sortie est dans l'état logique 1 ($V_s = V_{CC}$ à vide). On a donc :

x	S
0	1
1	0

$\Rightarrow$ $S = \overline{x}$

2 - FONCTION NI :

a) Montage :

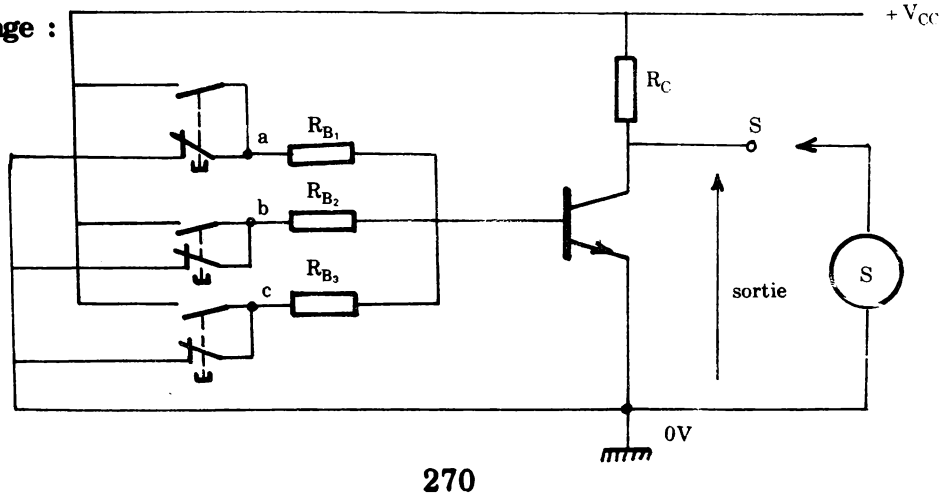


Fig.301

b) Fonctionnement :

V_a	V_b	V_c	V_s
0	0	0	V_{CC}
0	0	V_{CC}	0
0	V_{CC}	V_{CC}	0
0	V_{CC}	0	0
V_{CC}	V_{CC}	0	0
V_{CC}	V_{CC}	V_{CC}	0
V_{CC}	0	V_{CC}	0
V_{CC}	0	0	0

$\Rightarrow$

a	b	c	S
0	0	0	1
0	0	1	0
0	1	1	0
0	1	0	0
1	1	0	0
1	1	1	0
1	0	1	0
1	0	0	0

$\Rightarrow$ $S = \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{c}$

S = 1 seulement quand ni a, ni b et ni c ne sont à l'état 1.

3 - FONCTION NAND :

à) Exemple de réalisation :

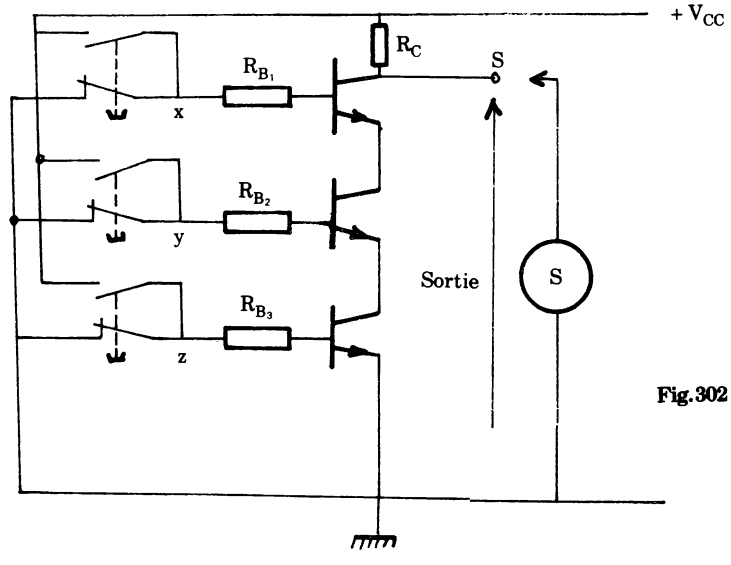


Fig.302

b) Fonctionnement :

V_x	V_y	V_z	V_s
0	0	0	V_{CC}
0	0	V_{CC}	V_{CC}
0	V_{CC}	V_{CC}	V_{CC}
0	V_{CC}	0	V_{CC}
V_{CC}	V_{CC}	0	V_{CC}
V_{CC}	V_{CC}	V_{CC}	0
V_{CC}	0	V_{CC}	V_{CC}
V_{CC}	0	0	V_{CC}

x	y	z	S
0	0	0	1
0	0	1	1
0	1	1	1
0	1	0	1
1	1	0	1
1	1	1	0
1	0	1	1
1	0	0	1

$\Rightarrow$ $S = \overline{x} + \overline{y} + \overline{z}$

S = 1 si ni x, ou ni y ou ni z ne sont à l'état 1.

Exercice N° 42 :

On considère le montage de la figure 300. Les courbes caractéristiques du transistor utilisé sont représentées ci-dessous :

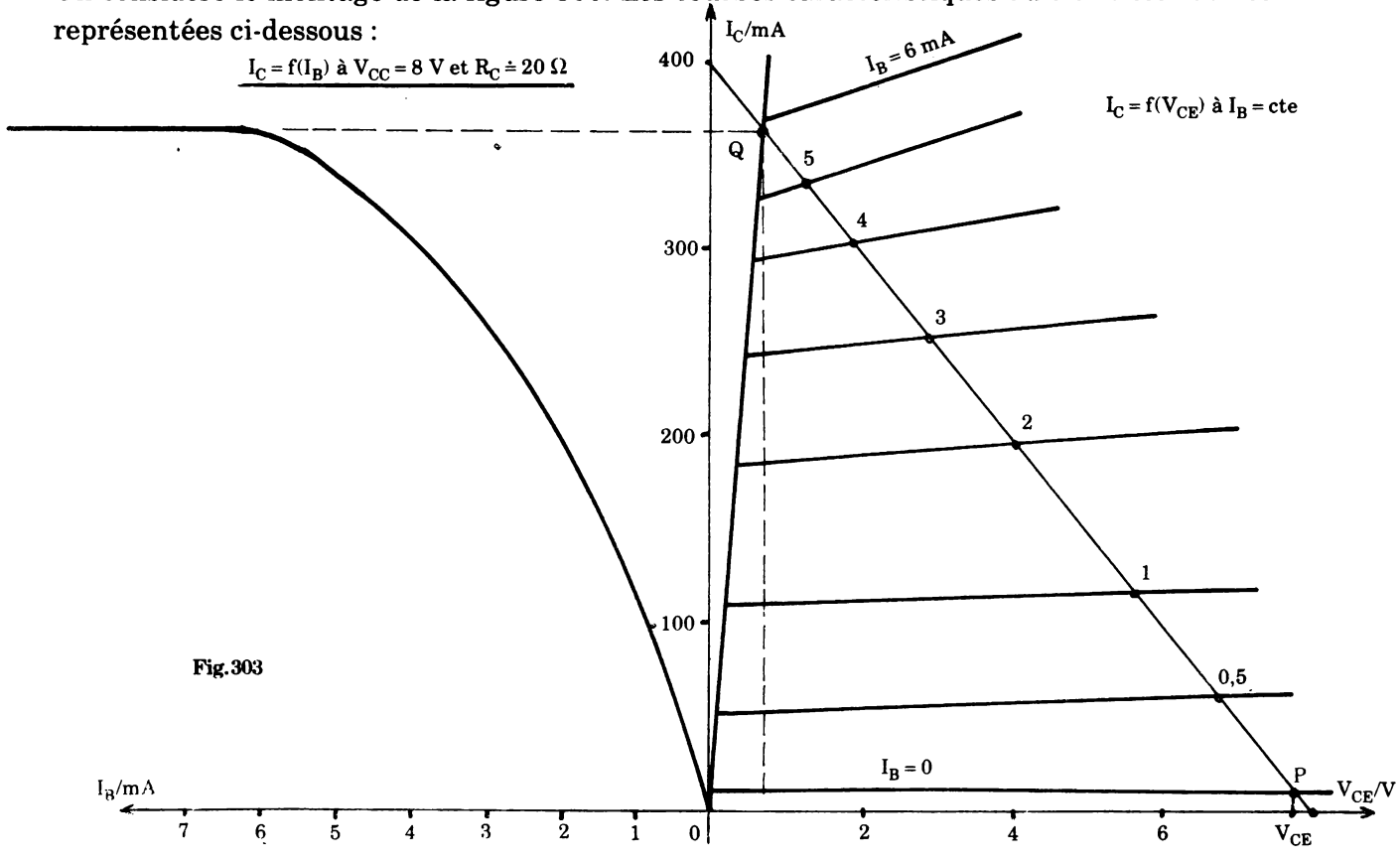


Fig.303

On donne $R_C = 20\ \Omega$, $V_{CC} = 8$ V

1) Tracer la droite de charge, sur le réseau de sortie.

2) Tracer la caractéristique en charge $I_C = f(I_B)$ à $V_{CC} = 8$ V et $R_C = 20\ \Omega$

3) Le transistor étant bloqué, déterminer V_{CE_o}. On admettra que $I_{CE_o} = 10$ mA

4) Le transistor étant à la limite de la saturation, déterminer I_{B_o}, I_{C_o} et V_{CE_o}.

Solution :

3) V_{CE_o} est l'abscisse du point P dont l'ordonnée est I_{CE_o}.

$V_{CE_o} = 7{,}8$ V

4) Pour le point Q on relève : $I_{B_o} = 5{,}9$ mA

$I_{C_o} = 364$ mA

$V_{CE_o} = 0{,}7$ V

Exercice N° 43 :

On considère un circuit logique d'équation $S = a \cdot \overline{b} + c$.

On veut réaliser ce circuit en n'utilisant que des blocs logiques à transistors à trois entrées.

1) On représentera l'opération NI par le symbôle ($\downarrow$) tel que : $x \downarrow y = \overline{x + y} = \overline{x} \cdot \overline{y}$

a) Vérifier que ($\downarrow$) est commutatif

b) Vérifier que ($\downarrow$) n'est pas associatif.

c) Compléter les équations suivantes :

$x \downarrow x =$

$x \downarrow 0 =$

$x \downarrow 1 =$

$x \downarrow x =$

d) Ecrire S en n'utilisant que des ($\downarrow$)

2) Représenter le schéma électronique de S réalisée par des ($\downarrow$) à 3 entrées.

Solution :

1) d) $S = a\overline{b} + c$

$S = \overline{\overline{S}}$

$= \overline{\overline{ab + c}}$

$= \overline{ab \cdot c}$

$= \overline{(a \downarrow b) \downarrow c}$

$= \overline{[(a \downarrow a) \downarrow b] \downarrow c}$

$S = \{[(a \downarrow a) \downarrow b] \downarrow c\} \downarrow 0$

2) La sortie S est une fonction de trois variables : a, b et c.
Les opérateurs utilisés sont à 2 entrées. Mais le problème exige l'utilisation d'opérateurs à 3 entrées.
L'équation de S devient :

$$S = \{ [(a \downarrow a \downarrow a) \downarrow b \downarrow b] \downarrow c \downarrow c \} \downarrow 0 \downarrow 0$$

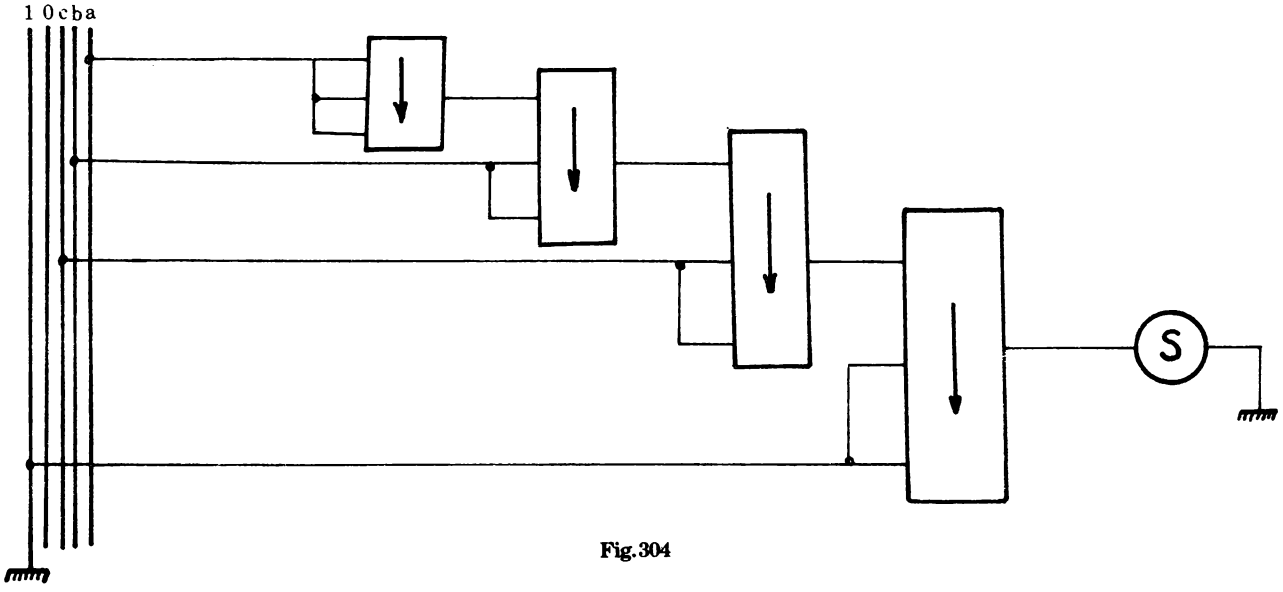


Fig.304

Chacun des blocs ↓ est à remplacer par le schéma élémentaire suivant :

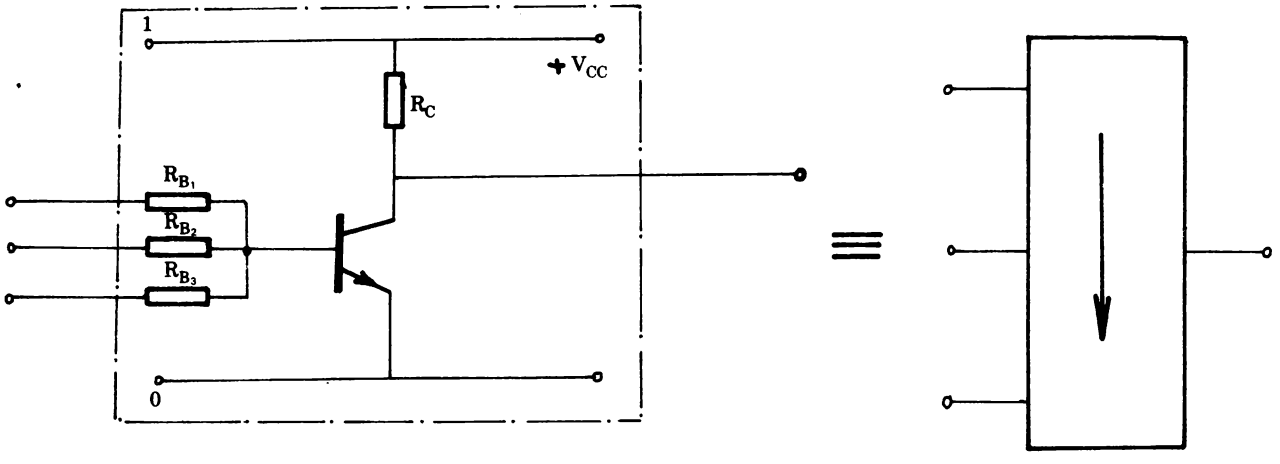


Fig.305

CHAPITRE XII

ETUDE DES THYRISTORS

LEÇON 37

LE THYRISTOR

I - DEFINITION :

Le thyristor est un dispositif à semi-conducteur unidirectionnel c'est à dire conducteur dans un seul sens, possédant une anode, une cathode et une troisième électrode appelée gâchette qui permet suivant le signal qu'elle reçoit, de commander la puissance du cricuit principal.

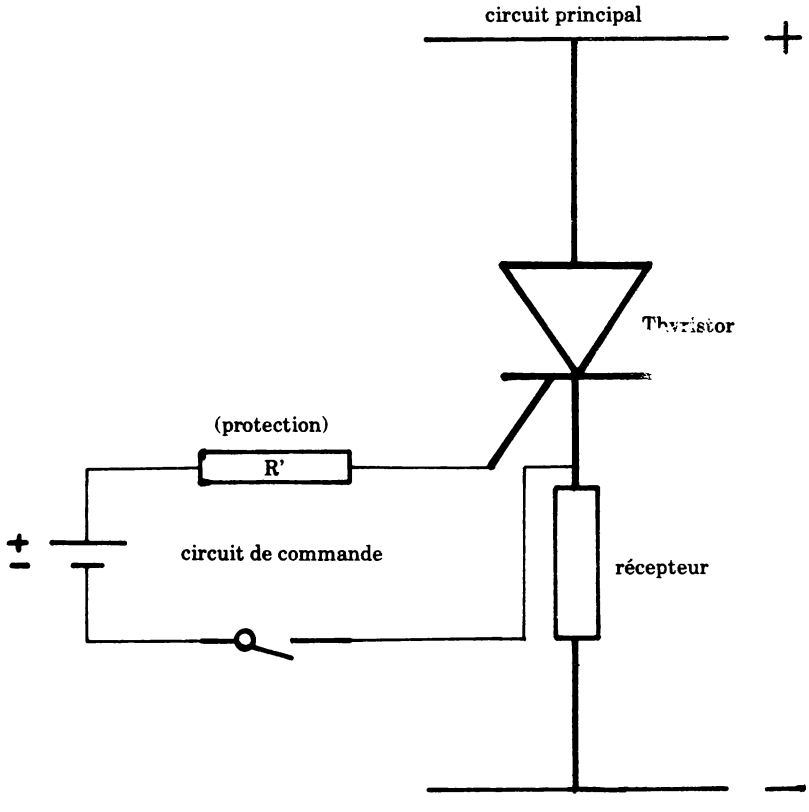
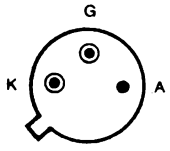


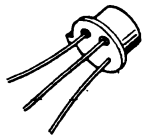
Fig.306

II - PRESENTATION :

Le thyristor se présente sous la forme d'un boîtier ayant trois électrodes : anodes, cathode et gâchette.
Il existe plusieurs types de boîtiers. Il est évident que nous n'avons pas la prétention de décrire tous les types de boîtiers et de brochages mais ceux qui sont les plus utilisés.

Brochage **Boîtier**



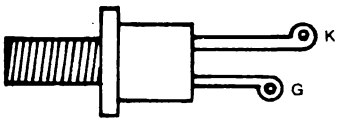


a)

Exemples :

2 N 2323
2 N 1595...99

Brochage **Boîtier**

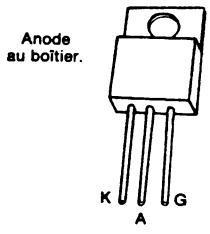


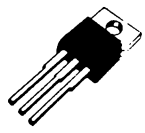
b)

Exemples :

BTX 35/500 R à 800 R
BTX 36/500 R à 800 R
BTY 79/400 R à 1000 R
BTY 91/400 R à 800 R

Brochage **Boîtier**

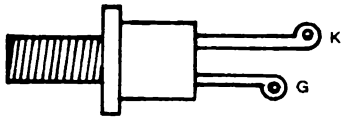




c)

Fig.307

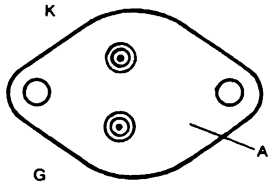
Brochage **Boîtier**

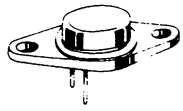


Exemples :

d) 2 N 681...92

Brochage **Boîtier**





Exemple :

e) BTW 27/100 R à 600 R

III - EXPLORATION DES ELECTRODES :

Pour l'assimilation de la méthode nous utilisons un tyhristor dont les électrodes sont connues :

1 - ESSAIS A L'OHMMÈTRE :

a) Type de thyristor : 2 N 688 25A/400V 40 mA

Le plus de l'hommètre à la gâchette, le moins à la cathode
l'aiguille s'immobilise sur la valeur 22 Ω
Le (-) à la gâchette, le (+) à la cathode → 70 Ω

b) Type de thyristor : 2 N 2323 . 1,6A/50V 0,2 mA

Le (+) à la gâchette, le (-) à la cathode → 200 Ω
Le (-) à la gâchette, le (+) à la cathode → 1500 Ω

Par ailleurs, entre l'anode et la cathode ou l'anode et la gâchette, l'hommètre n'indique aucune déviation quelque soit sa pôlarité .

2 - CONCLUSION :

A l'aide d'un ohmmètre, on peut donc déterminer les trois électrodes d'un thyristor.

Remarques :

* La faible résistance est obtenue lorsque le (+) à la gâchette, le (–) à la cathode.
* Plus le thyristor est puissant, moins faible sera sa résistance entre gâchette et cathode.

IV – THYRISTOR P, THYRISTOR N :

1 – LES THYRISTORS P :

Les thyristors les plus utilisés sont des thyristors P.
Les thyristors P deviennent conducteurs lorsqu'on applique un signal positif entre les bornes de gâchette et de cathode.

2 – LES THYRISTORS N :

C'est un thyristor dans lequel la borne de gâchette est reliée à la couche N la plus proche de l'anode et qui est commuté à l'état de conduction en appliquant un signal négatif entre les bornes de gâchette et de l'anode.

V – SYMBOLES :

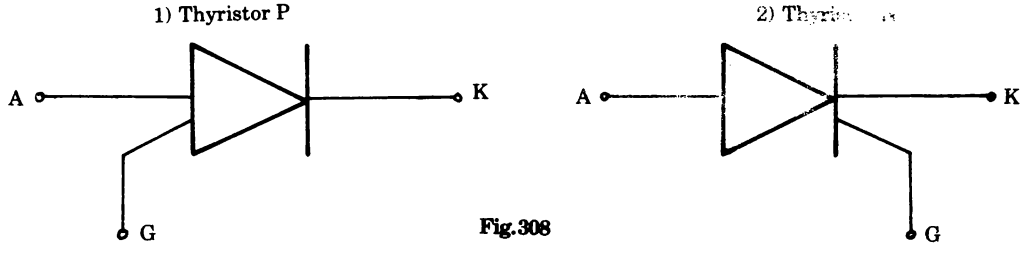


Fig.308

LEÇON 38

ETUDE TECHNOLOGIQUE DU THYRISTOR

I - CONSTITUTION :

Le thyristor est constitué par quatre couches alternativement P et N. Les couches extrèmes constituent l'anode P_1 et la cathode N_2. Les couches internes sont appelées couche de commande P_2 et couche de blocage N_1.

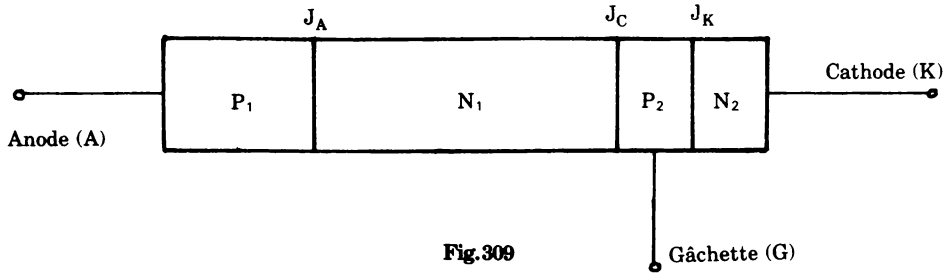


Fig.309

II - EPAISSEURS ET DOPAGES DES QUATRES COUCHES :

1 - COUCHE DE CATHODE :

Elle est de type N, très mince et très dopée .
La densité des électrons libres est très grande, en conséquence :
La jonction J_K possède un courant inverse élevé maif ne supporte qu'une faible tension inverse.

2 - COUCHE DE COMMANDE :

Elle est de type P, mince et moyennement dopée. Il en résulte que, lorsque les électrons sont injectés par la jonction J_K, presque tous atteigent la jonction de commande J_C.

3 - COUCHE DE BLOCAGE :

Elle est de type N. C'est la plus épaisse et la moins dopée des autres couches ; le thyristor lui doit son faible courant inverse et la tension inverse élevée qu'il supporte.

4 - COUCHE D'ANODE :

Elle est de type P, moyennement épaisse et moyennement dopée. Elle est peu dopée au voisinage de la couche de blocage afin que la jonction d'anode J_A :

* présente un faible courant inverse, très inférieur à celui de J_K.
* supporte une tension inverse élevée.

Conclusion :

Une double dissymétrie existe au sein du thyristor.

* Une dissymétrie de l'épaisseur des couches.

* Une dissymétrie de dopage de ces couches.
En outre, le dopage de la couche d'anode n'est pas homogène.

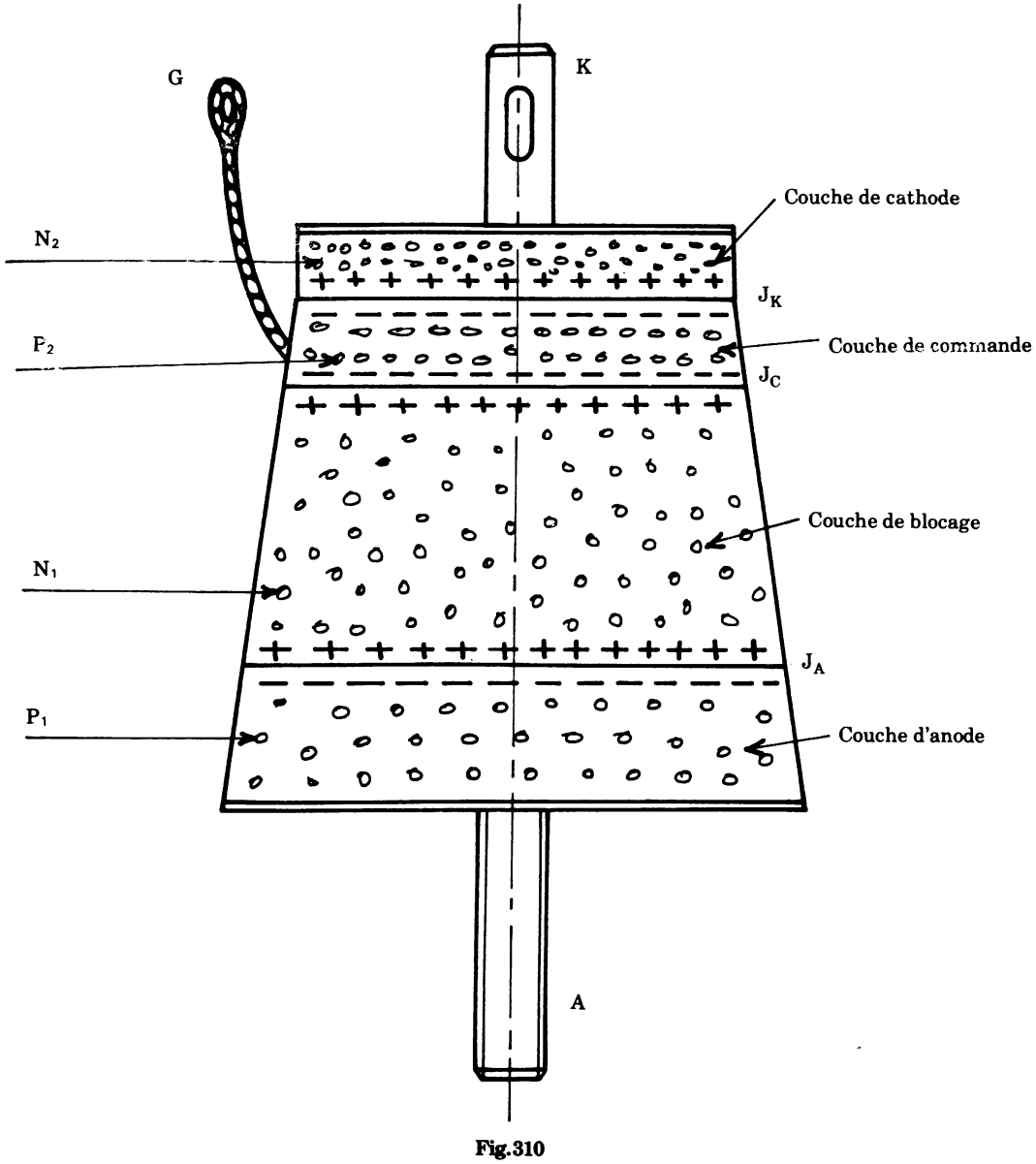


Fig.310

III - SCHÉMAS ÉQUIVALENTS :

1 - IL EST ÉQUIVALENT À TROIS DIODES À JONCTION :

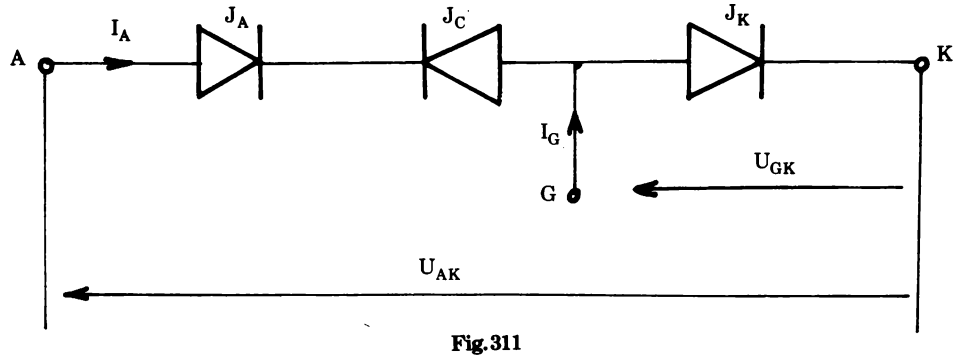


Fig.311

2 - IL EST ÉQUIVALENT À UN TRANSISTOR ET UNE DIODE :

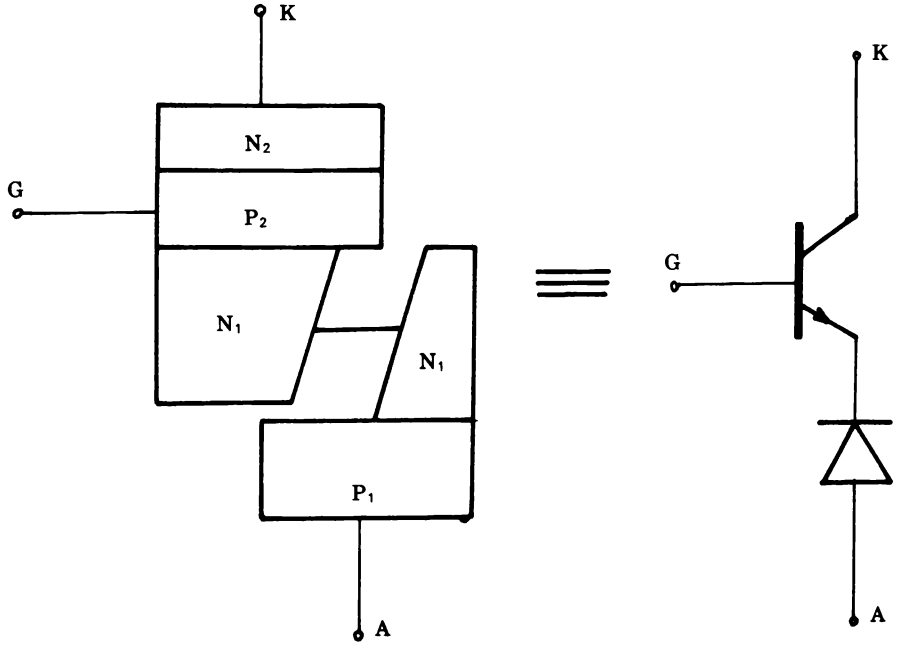


Fig.312

3 – IL EST ÉQUIVALENT À DEUX TRANSISTORS :

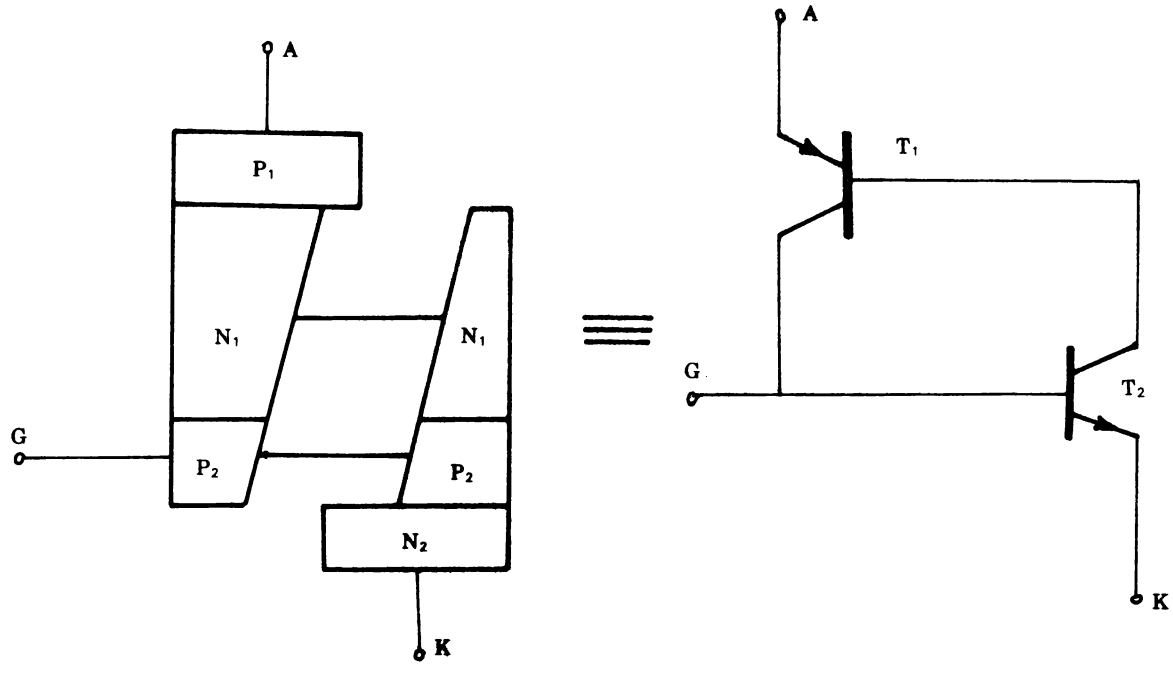


Fig.313

En appliquant une tension positive sur l'anode par rapport à la cathode aucun courant ne circule si la gâchette n'est pas alimentée car T_1 et T_2 restent bloqués. Par contre une tension positive sur la gâchette par rapport à la cathode permet de débloquer T_2, celui-ci débloque T_1 : le thyristor s'amorce. Un courant circule entre l'anode et la cathode.

Remarque :

Les schémas équivalents nous facilitent la compréhension du fonctionnement du thyristor ; mais on ne peut jamais obtenir un thyristor à partir de trois diodes à jonction par exemple car le dopage et l'épaisseur des couches ne sont pas les mêmes.

LEÇON 39

CARACTÉRISTIQUES DIRECTE ET INVERSE D'UN THYRISTOR

I - TENSION D'ANODE V_A :

C'est la différence de potentiel entre l'anode et la cathode ; elle est dite positive ou directe lorsque le potentiel de l'anode est supérieur à celui de la cathode, négative ou inverse dans le cas contraire.

II - DÉFINITION DE LA CARACTÉRISTIQUE DIRECTE :

C'est la courbe représentative de la fonction $I_A = f(V_{AK})$ à courant de gâchette constant, reliant la tension positive d'anode V_{AK} au courant principal I_A.

III - DÉFINITION DE LA CARACTÉRISTIQUE INVERSE :

C'est la courbe représentative de la fonction $I_A = f(V_{KA})$ à courant de gâchette nul, reliant la tension négative d'anode V_{KA} au courant principal I_A.

IV - ALLURE DES CARACTÉRISTIQUES ET DÉFINITIONS :

1 - COURBES : $I_A = f(V_{AK})$ à $I_G = C^{te}$
$I_A = f(V_{AK})$ à $I_G = 0$

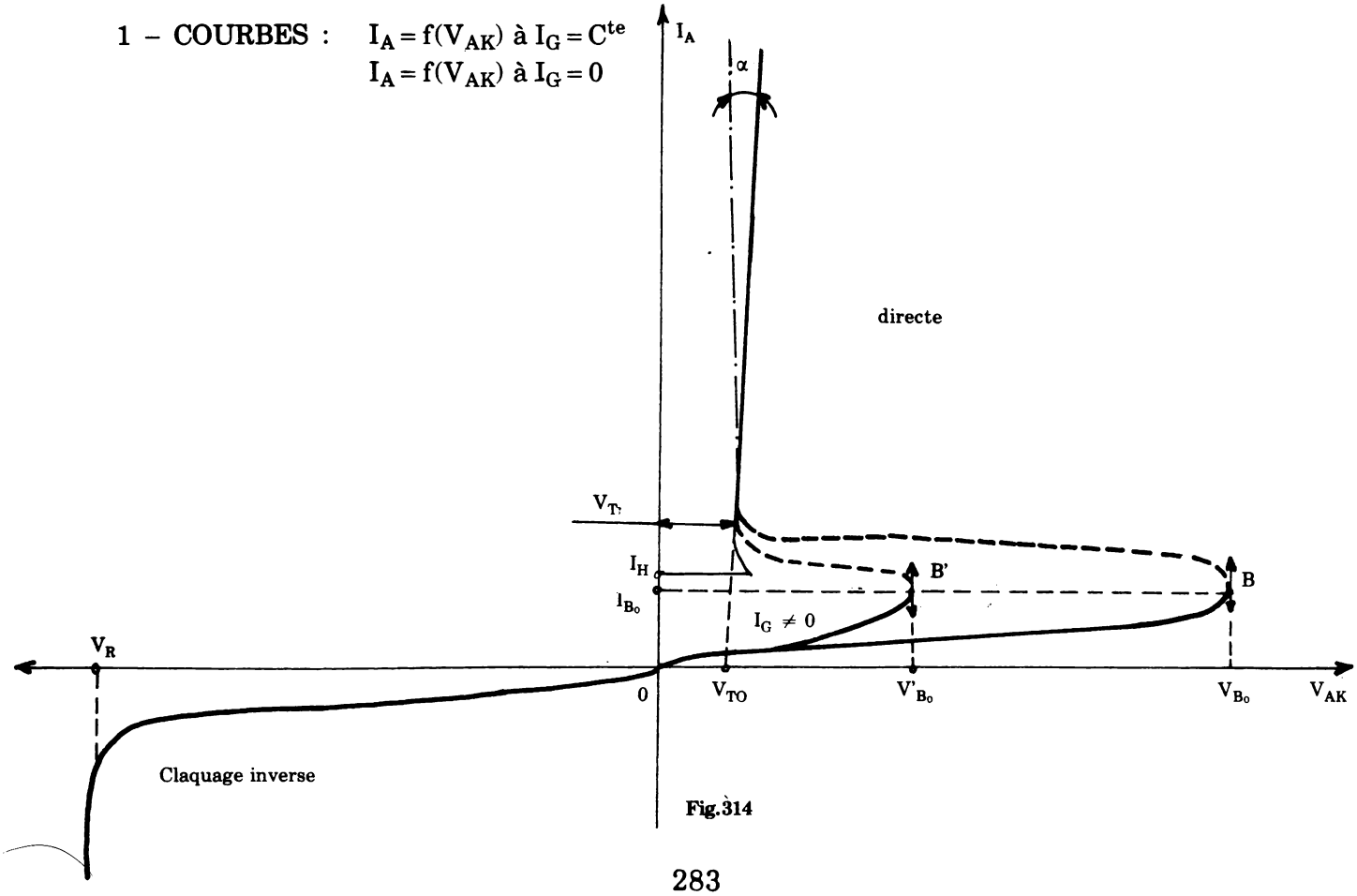


Fig.314

2 – DÉFINITIONS :

a) Point de retournement :

Point de la caractéristique $I_A(V_{AK})$ pour lequel la tension atteint une valeur maximale et pour un courant de gâchette constant.

b) Tension de retournement V_{B_0} :

C'est la tension au point de retournement pour un courant de gâchette déterminé.

c) Courant de retournement I_{B_0} :

C'est le courant principal direct au point de retournement.

d) Courant hypostatique ou de maintien I_H :

Courant principal minimal nécessaire pour maintenir le thyristor à l'état passant.

e) V_{Tm} : tension d'anode minimale à l'état passant :

f) VT_o : tension de seuil .

g) Amorçage d'un thyristor :

on appelle amorçage d'un thyristor le passage de l'état bloqué à l'état conducteur.

h) Désamorçage d'un thyristor :

On appelle désamorçage d'un thyristor le passage de l'état conducteur à l'état bloqué.

LEÇON 40

ETUDE EXPERIMENTALE DU THYRISTOR

I - CIRCUIT DE GACHETTE OUVERT :

1 - TYPE DU THYRISTOR UTILISÉ :

BT 101/300 R
V_R inverse maximale = 200 V
$I\,A_{eff}$ = 15 A max
V_{GK} = 2 V minimum
I_G = 10 mA minimum.

2 - SCHÉMA DE MONTAGE :

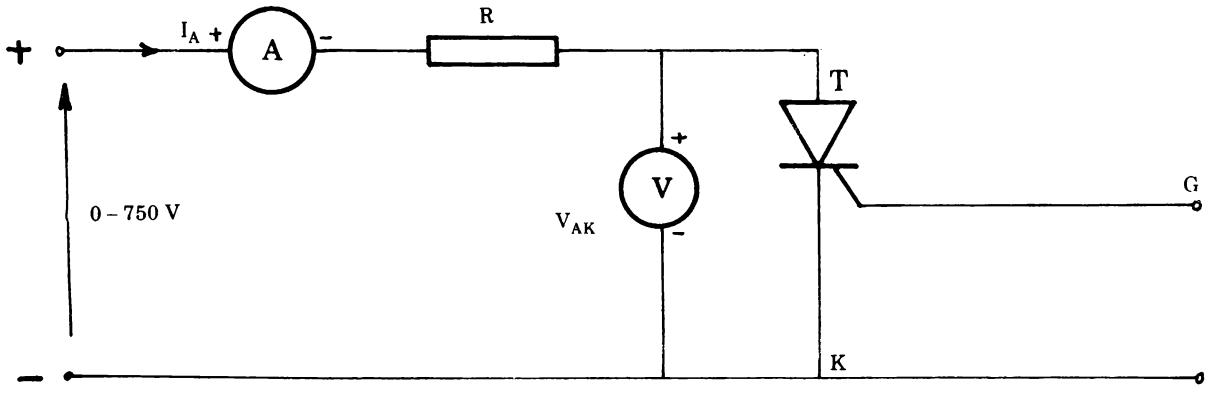


Fig.315

3 - TABLEAU DE VALEURS :

$\frac{I_A}{mA}$	0	2,5 µA	6,5	9,7	11,5	14	17	19	20	21	300
$\frac{V_A}{V}$	0	150	200	300	400	500	600	660	690	730	740 → 0,84

4 – COURBE $I_A = f(V_A)$ à $I_G = 0$

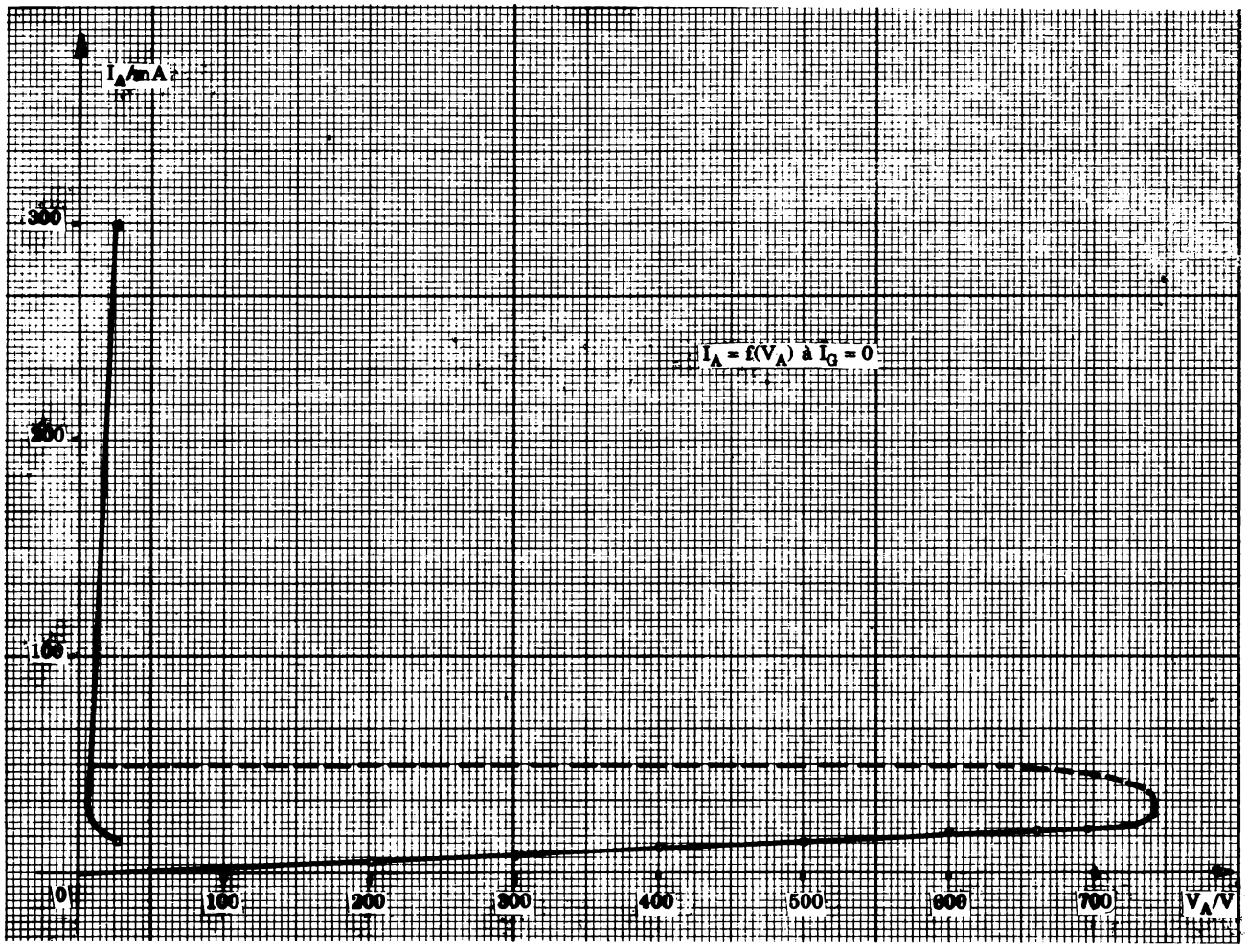


Fig.316

5 – DÉTERMINATION DU COURANT DE MAINTIEN I_H :

On diminue v_A jusqu'à ce que le thyristor se bloque, l'ampèremètre indique I_H. (Saut de tension aux bornes du thyristor).

$\frac{V_A}{V}$	0,84	0,82	0,80	0,64	0,60	0,595	195	
$\frac{I_A}{mA}$	300	250	200	100	5	3	1	

$I_H = 3$ mA

II - CIRCUIT DE GACHETTE ALIMENTÉ :

1 - SCHÉMA DE MONTAGE :

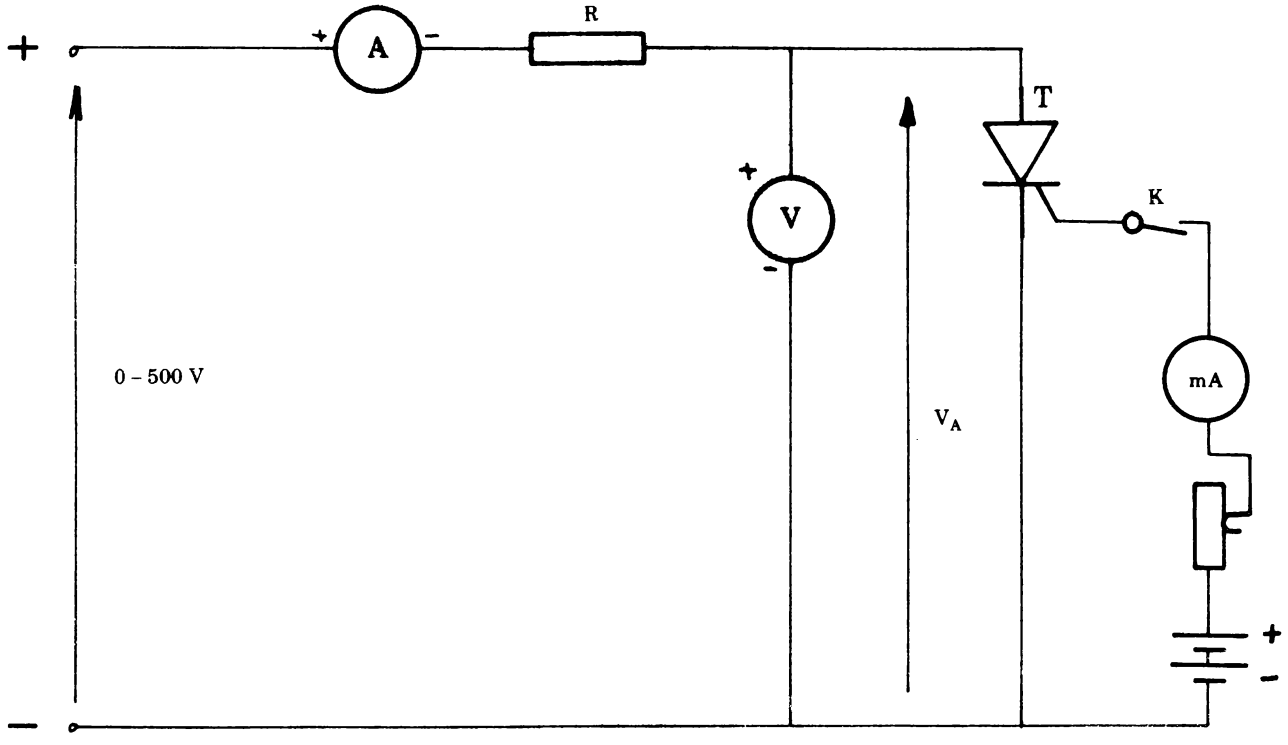


Fig.317

2 - EXPÉRIENCE :

On ferme l'intérrupteur K :
* Pour $I_G = 12$ mA, le thyristor s'amorce à $V_{B_0} = 100$ V
* $I_G = 16$ mA, le thyristor s'amorce à $V_{B_0} = 50$ V
Lorsque le thyristor est amorcé, on ouvre l'intérrupteur K, il reste amorcé.

3 - CONCLUSION :

a) Quand on augmente le courant de gâchette I_G, la tension d'amorçage V_{B_0} diminue.
b) Lorsque le tyhristor est amorcé, le courant de gâchette n'a plus d'influence.

III - INTERPRÉTATION : ETUDE INTERNE

Rappelons que le thyristor est équivalent à trois diodes à jonction.

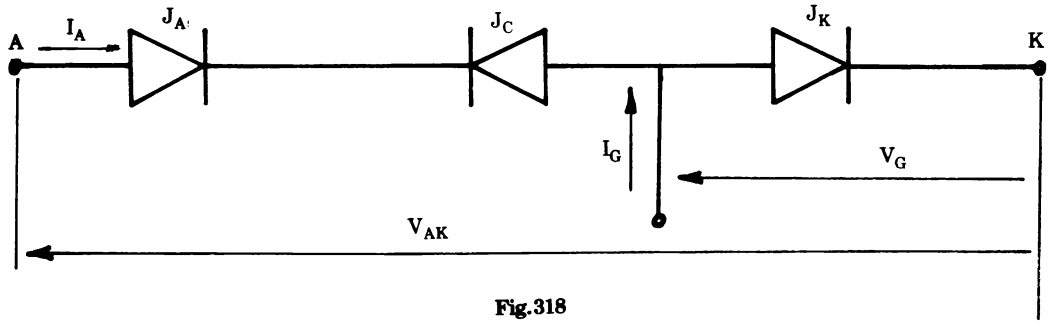


Fig.318

1 – CIRCUIT DE GACHETTE OUVERT :

V_{AK} est inférieure à la tension d'amorçage V_{B_0} : Le thyristor étant bloqué sous la tension directe, cette tension se trouve aux bornes de la jonction de commande J_C puisque c'est la seule qui est pôlarisée en inverse : la jonction J_C est donc soumise à un champ électrique $\vec{E}$ très important.

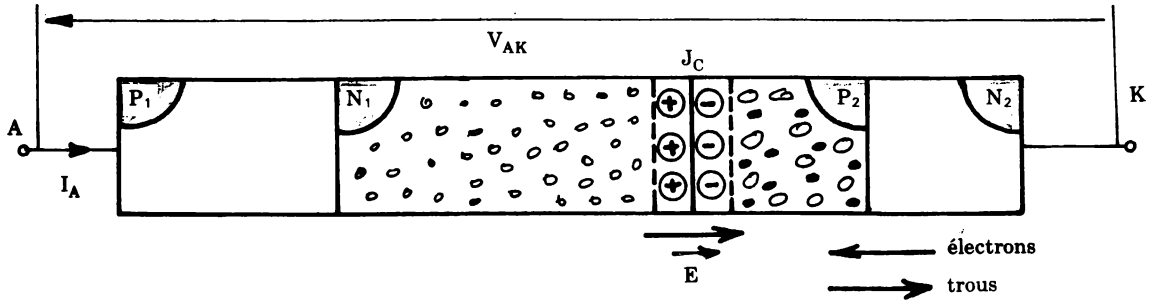


Fig.319

Le champ électrique $\vec{E}$ accèlère les porteurs minoritaires qui diffusent à travers la jonction J_C. En arrivant à la tension V_{B_0}, cette accélération devient suffisante pour que la jonction J_C entre en régime d'avalanche et le thyristor s'amorce à $I_G = 0$.

2 – CIRCUIT DE GACHETTE ALIMENTÉ :

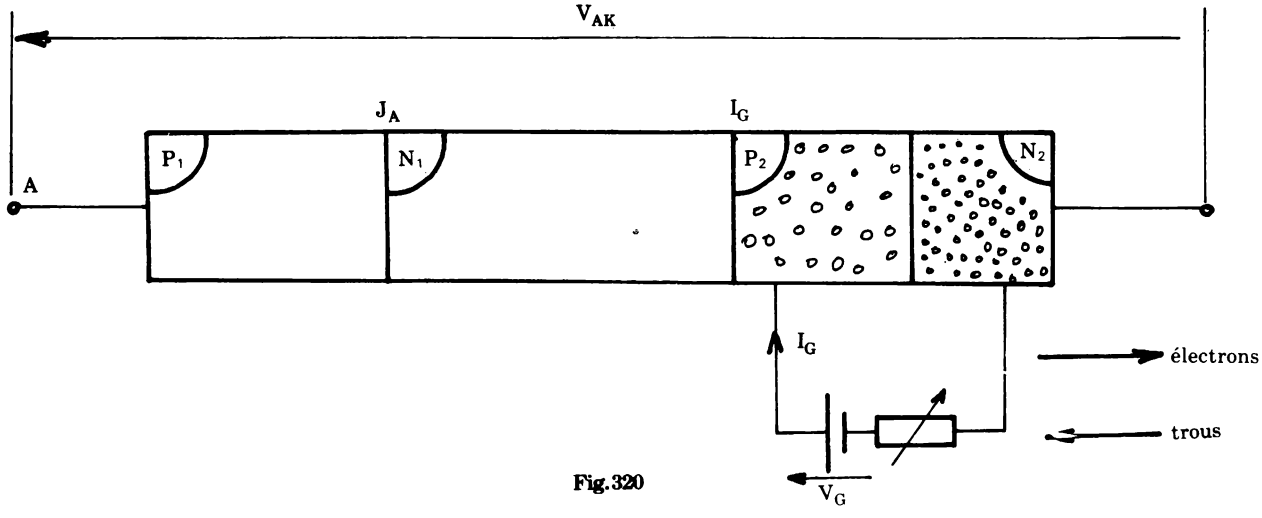


Fig.320

Le courant de gâchette est un courant direct de la jonction J_K : il se compose de trous se dirigeant vers la cathode et de nombreux électrons provenant de la couche de cathode fortement dopée. En raison de la très faible distance séparant J_K et J_C, ces électrons atteignent la jonction J_C qui les projette dans la couche de blocage ($\vec{E}$ très grand).
En traversant la jonction J_C, ces électrons arrachent des porteurs aux atomes, ces porteurs libèrent d'autres après accélération : c'est l'effet cumulatif : il y a amorçage.

CHAPITRE XIII

REDRESSEMENT COMMANDÉ EN MONOPHASÉ

LEÇON 41

UTILISATION DU THYRISTOR EN ALTERNATIF MONOPHASÉ

I - PRINCIPE DE L'UTILISATION :

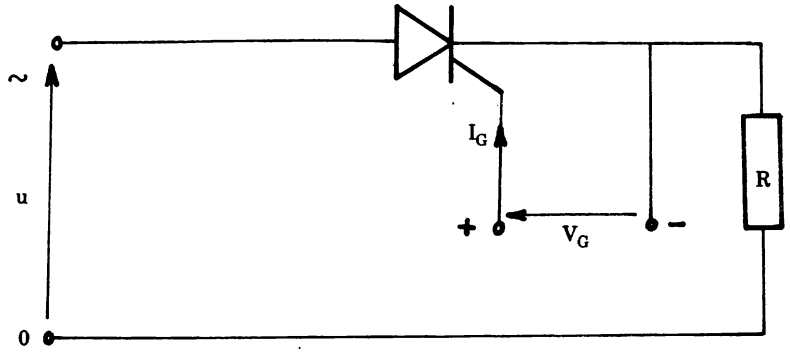


Fig.321

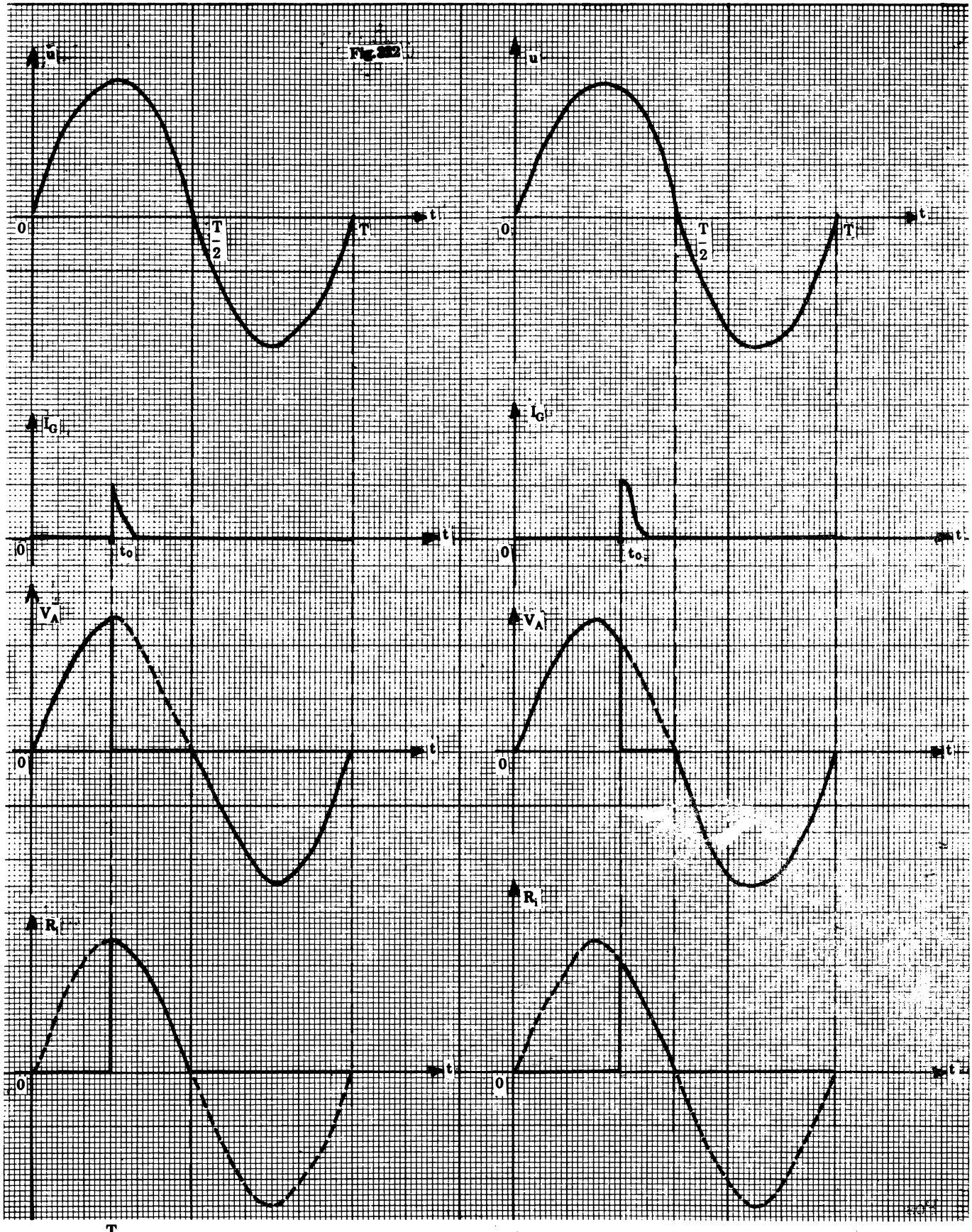
La tension de la source est $u = U\sqrt{2}\sin \omega t$ doit avoir une valeur maximale inférieure à la tension d'amorçage U_{am} sans courant de gâchette.

$$U_M < U_{am}$$

Dans ces conditions : Si $I_G = 0$, le thyristor reste bloqué.
Amorçage : au cours d'une alternance, si on applique une tension de gâchette V_G celle qui donne naissance à un courant I_G minimum : le thyristor s'amorce quelque soit u positive ($\forall$ u > 0).

thyristor
- bloqué : $V_{AK} = u$ et $i = 0$
- conducteur : $V_{AK} \simeq 0$ et $i = \frac{u}{R}$

Fig. 222



Amorçage à $\frac{T}{4}$ de l'alternance positive

Amorçage dans la partie descendante de l'alternance positive

Le thyristor se bloque à la fin de l'alternance positive. Lorsque l'amorçage sera répété à chaque période, la tension aux bornes de la charge sera formée d'ondes identiques, donc périodique.
* Lorsque l'instant t_0 sera au début de la période $t_0 = 0$, l'alternance positive est entièrement appliquée à la charge et la valeur moyenne de la tension sera :

$$U_{moy} = U_M / \pi$$

* Lorsque $t_0 = T/2$ le thyristor reste bloqué et $U_{moy} = 0$
* Pour $0 < t_0 < T/2$, la tension moyenne aux bornes de charge varie de 0 à U_M/π en conséquence la puissance qu'elle consomme et ceci par une faible puissance du circuit de gâchette par rapport à la puissance du circuit principal.

II - CONCLUSION :

1 - LE THYRISTOR EST UN REDRESSEUR UNIDIRECTIONNEL :

Il est commandé par une faible courant de gâchette.

2 - LE THYRISTOR A TROIS RÔLES :

a) C'est un redresseur car il n'a qu'un seul sens de conduction.

b) C'est un interrupteur statique car la gâchette peut le faire passer de l'état bloqué à l'état de conduction et il peut revenir à l'état bloqué par annulation du courant principal ou par inversion de la tension anode-cathode.

c) C'est un variateur de puissance : pour une puissance de l'ordre du watt sur sa gâchette, il permet de faire varier une puissance de plusieurs dizaine de kW.

III - DURÉE D'OUVERTURE, ANGLE D'OUVERTURE :

1 - DURÉE D'OUVERTURE :

L'amorçage ayant lieu à l'instant t_0 et le blocage à la fin de l'alternance positive, la durée d'ouverture c'est la durée pendant laquelle le thyristor est conducteur au cours d'une période elle est de :

$$\boxed{\tau = \frac{T}{2} - t_0}$$

2 - ANGLE D'OUVERTURE :

$$\alpha = \omega \tau = \frac{\omega T}{2} - \omega t_0$$

Posons : $\theta = \omega t_0$ angle de retard : $\boxed{\alpha = \pi - \theta}$

LEÇON 42

LES DISPOSITIFS DE COMMANDE DES THYRISTORS

I - INTRODUCTION :

Rappelons que l'amorçage d'un thyristor est son passage de l'état bloqué à l'état passant. Pour amorcer un thyristor, il faut introduire par la gâchette une impulsion de courant positive $i_G(t)$, la d.d.p V_{AK} étant positive.
Il n'existe pas de circuit de commande unique, capable de donner satisfaction dans tous les cas. Les diverses applications industrielles des thyristors utilisent de nombreux circuits de commande. On peut classer ces circuits d'après :

1 - LA NATURE DE LA TENSION D'ALIMENTATION DU THYRISTOR :

a) Tension alternative :

Le thyristor sert soit d'interrupteur statique, soit de redresseur contrôlé. Dans ce cas le thyristor se bloque à la fin de chaque alternance positive.

b) Tension continue :

Le thyristor sert d'interrupteur statique, d'onduleur [1] ou de hâcheur [2]. Le circuit d'amorçage doit être complété par un circuit de blocage.

2 - LA NATURE DES ÉLÉMENTS DU CIRCUIT DE COMMANDE :

a) Les circuits déphaseurs :

b) Les circuits électroniques à semi - conducteur :

diodes, diodes Zéner, transistor et transistor unijonction.

c) Les éléments à circuit magnétique :

Les amplificateurs magnétiques et transformateurs d'impulsions.

---

(1) **Onduleur** : alimenté par une source de courant continu, il délivre une tension alternative.

(2) **Hâcheur** : assure l'interruption périodique du courant qu'une source continue débite dans un récepteur. Il permet de faire varier la valeur moyenne de la tension aux bornes du récepteur.

3 - LA NATURE DE LA TENSION DE COMMANDE :

a) La tension persiste pendant toute la période.

b) Une tension impulsionnelle.

II - LE CIRCUIT DÉPHASEUR RC :

On utilise le circuit déphaseur RC pour obtenir un déphasage réglable entre deux tensions.

1 - SCHÉMA DE PRINCIPE :

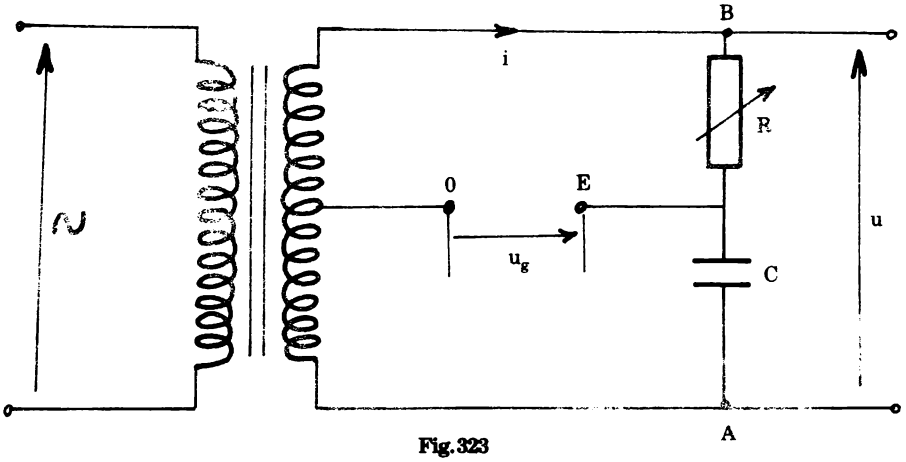


Fig.323

2 - DESCRIPTION :

Un transformateur monophasé avec secondaire à point milieu, débite sur un condensateur de capacité C constante, en série avec un résistor de résistance R réglable.

3 - DIAGRAMME VECTORIEL :

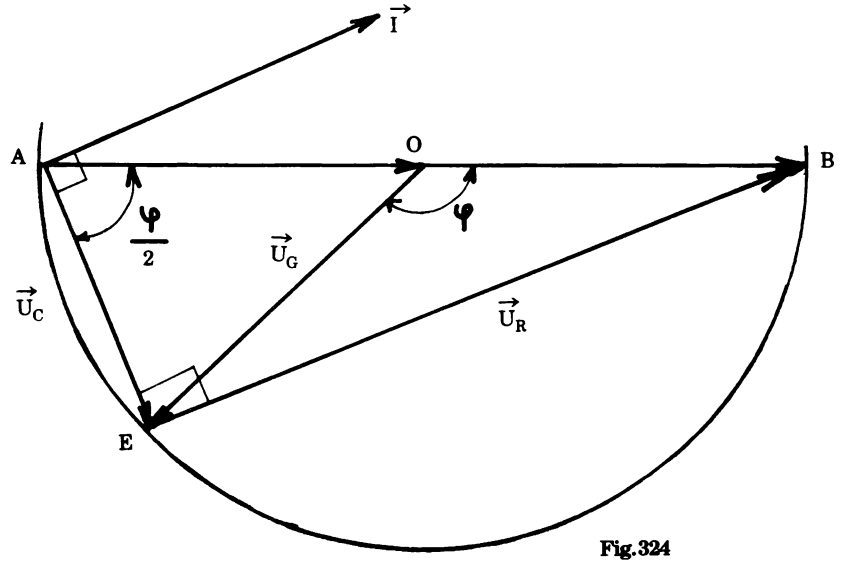


Fig.324

* $|\vec{U}_{AB}|$ = constante car c'est la sortie du transformateur.
* φ : angle de déphasage entre les deux tensions sinusoïdales $\vec{U}_{AB}$ et $\vec{U}_{OE}$.
* Le courant $\vec{I}$ est en avance sur $\vec{U}_{AB}$ car le circuit a un caractère capacitif.
* La tension $|\vec{U}_C| = \left|\dfrac{I}{C\omega}\right|$ est en quadrature arrière sur $\vec{I}$.
* La tension $\vec{U}_R = R\vec{I}$ est en phase avec $\vec{I}$.

4 – PROPRIÉTÉS DE LA TENSION DE SORTIE DU DÉPHASEUR :

Le triangle AEB est rectangle : lorsque R varie, le point E décrit le demi-cercle de diamètre AB. Les vecteurs $\overrightarrow{AE}$ et $\overrightarrow{EB}$ varient mais restent perpendiculaires, la somme vectorielle : $\overrightarrow{AE} + \overrightarrow{EB} = \overrightarrow{AB}$ conserve un module constant. Mais $\overrightarrow{OE}$ est un rayon de ce cercle qui est l'amplitude de la tension de sortie $\vec{U}_{OE}$ donc $\vec{U}_G$ est constant.

Démontrons que vaut tg φ :

Posons : $\text{tg}\,\dfrac{\varphi}{2} = \text{tg}\,x = \dfrac{EB}{AE} = \dfrac{RI}{I/C\omega} = RC\omega$

Puisque $\varphi = 2x$ et $\text{tg}\,\varphi = \text{tg}\,2x = \dfrac{2\,\text{tg}\,x}{1 - \text{tg}^2 x}$

Pourquoi l'angle $\widehat{BOE}$ est le double de $\widehat{OAE}$?
Par théorème : l'angle au centre est le double de l'angle inscrit qui intercepte le même arc.

Remplaçons tg x par sa valeur RCω :

$$\boxed{\text{tg}\,\varphi = \frac{2\,RC\omega}{1 - (RC\omega)^2}}$$

Remarques :

* Pour R = 0, le vecteur $\overrightarrow{EB}$ s'annule, le point E se trouve en B donc $\varphi = 0$.
* Pour R infinie, le point E sera confondu avec A, l'angle φ vaut π.
* Pour $R = \dfrac{1}{C\omega}$, le triangle AEB sera rectangle et isocèle donc $\varphi = \dfrac{\pi}{2}$.

5 – CONCLUSION :

L'amplitude de la tension de sortie U_G est constante et égale à $U_{AB}/2$ mais sa phase par rapport à U_{AB} est variable suivant la valeur de R ; comme V_{AK} est en phase avec U_{AB} ce système permet de faire varier la phase de U_G par rapport à V_{AK}. En conséquence, l'angle de conduction du thyristor varie suivant la valeur de R.

LEÇON 43

COMMANDE HORIZONTALE D'UN THYRISTOR

I - INTRODUCTION :

La tension sinusoïdale v_g fournie par le déphaseur RC est utilisée pour faire varier l'instant t_0 d'amorçage du thyristor lorsqu'elle devient positive, en faisant subir à la sinusoïde représentative une translation horizontale par variation de la résistance R.

II - SCHÉMA DE PRINCIPE :

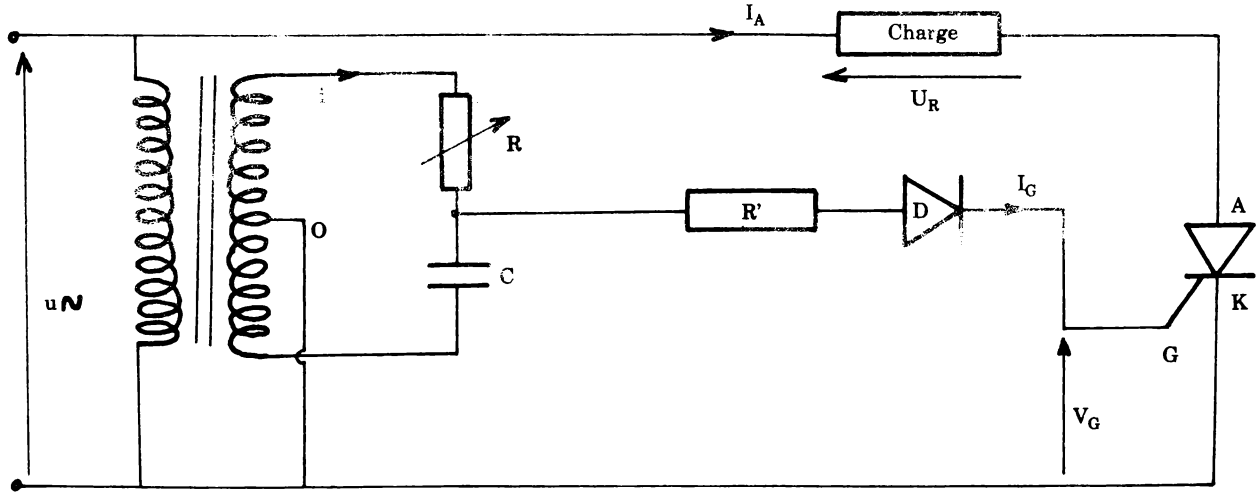


Fig.325

III - PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT :

En faisant varier la résistance R de zéro à l'infini, l'angle de déphasage entre les tensions U_{AB} et U_G varie de 0 à π. Les tensions U_{AB} et V_{AK} sont en phase. L'instant t_0 d'amorçage du thyristor se déplace dans l'intervalle $[0, \frac{T}{2}]$ de l'alternance positive.

En réalité, l'instant t_0 n'est pas celui de l'amorçage. En effet, l'amorçage n'aura lieu que si la tension de gâchette atteint sa valeur minimale V_{gm}, correspondant au courant I_{Gm}. L'instant $t_0' = t_0 + \Delta t$ où le thyristor devient conducteur est donc légèrement postérieur à t_0.

la diode D a un double rôle :

* elle protège la jonction gâchette-cathode J_{GK} contre les surtensions inverses.
* elle redresse le courant, l'alternance négative ne sert à rien.

Le rôle du résistor R' est de limiter le courant I_G à une valeur qui ne dépassera pas I_G maximale.

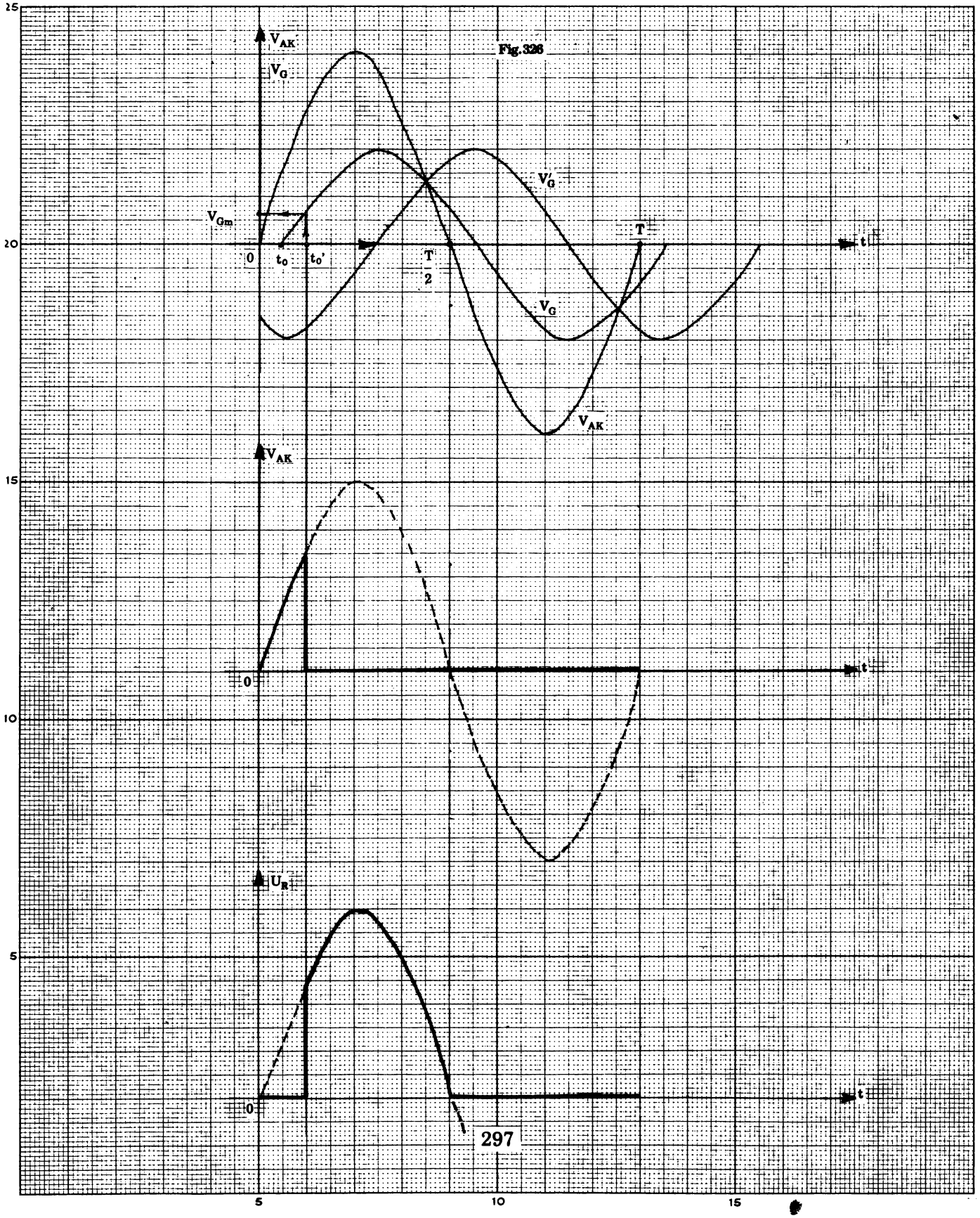


Fig.326
V_{AK}
V_G
V'_G
V_{Gm}
0
t_o
t_o'
T
T/2
t
V_G
V_{AK}
V_{AK}
0
t
U_R
0
t
25
20
15
10
5
5
10
15

Exercice N°44 (résolu) :

On donne le schéma d'un circuit électrique composé d'un transformateur monophasé dont le secondaire est à point milieu, d'une résistance R fixe et d'une autre X variable de 0 à l'infini.

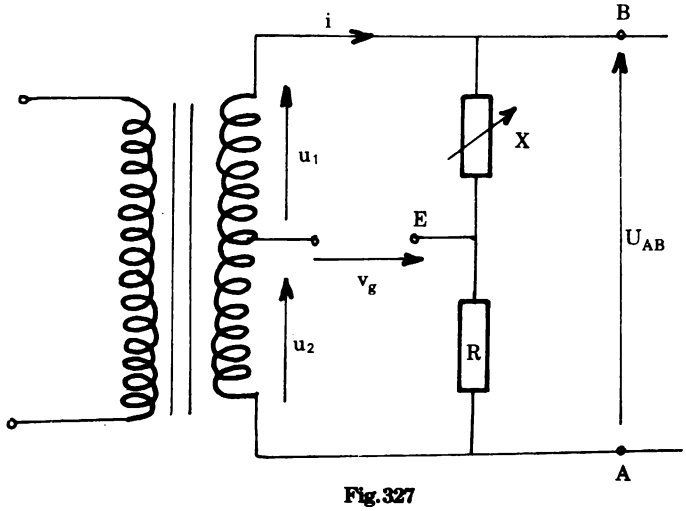


Fig.327

on demande :

1) d'étudier les variations du courant i lorsque X varie de 0 à l'infini et de tracer la courbe $i = f(X)$.

2) d'étudier les variations de v_g en fonction de X.

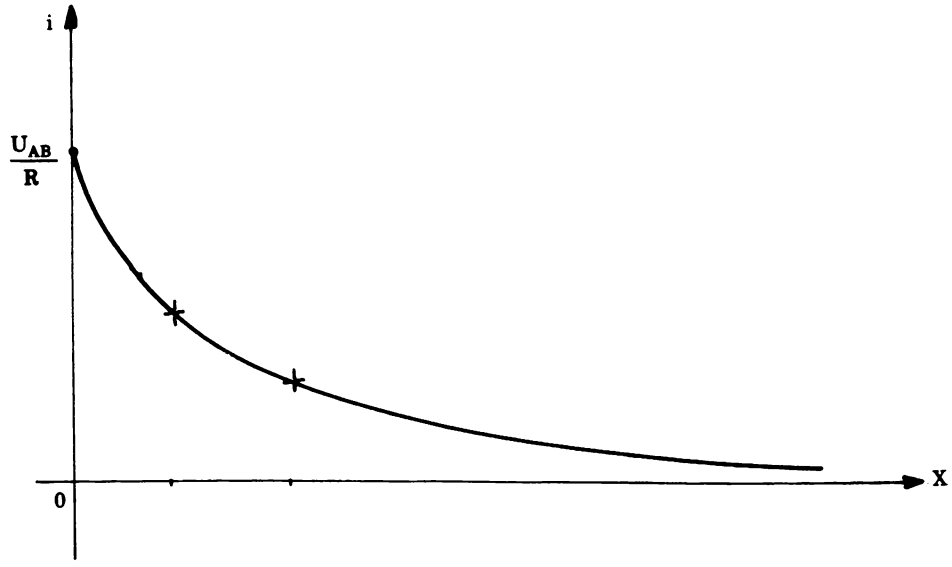
Solution :

1) Variations du courant i :

$$i = \frac{U_{AB}}{R+X} = f(X) \quad X \in [\,0\,,+\infty\,[$$

$$i' = -\frac{U_{AB}}{(R+X)^2} \Rightarrow \text{fonction décroissante}$$

X	0	R	2R	∞
i'	—	—	—	
i	$\frac{U}{R}$	$\frac{U}{2R}$	$\frac{U}{3R}$	0



2) Variations de v_g en fonction de X :

$v_g + X_i - u_1 = 0 \Rightarrow v_g = u_1 - X_i$

$v_g - R_i + u_2 \Rightarrow v_g = R_i - u_2$

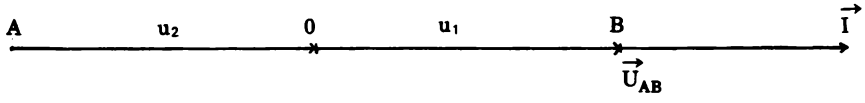
Pour $X = 0 \Rightarrow v_g = u_1$

Pour $x = R \Rightarrow v_g = 0$ (car $u_1 = u_2$)

Pour $0 < X < R \Leftrightarrow 0 < v_g < u_1$

Pour $X > R \Rightarrow v_g$ s'oppose (change de signe)

Pour $X \rightarrow \infty \Rightarrow v_g = -u_2$



Exercice N° 45 (à résoudre) :

Dans le circuit déphaseur de la figure, 0 est relié à la cathode, E à la gâchette d'un thyristor par l'intermédiaire d'une diode à jonction D.
On permute R et C.

1) Tracer le nouveau diagramme vectoriel.

2) Calculer $\text{tg } \frac{\varphi}{2}$ et $\text{tg } \varphi$, Conclure.

3) Quel point faut-il relier à la gâchette pour qu'elle soit soumise à une tension déphasée en arrière sur U_{AB} ?

Réponse :

Appelons α et $\frac{\alpha}{2}$ les déphasages relatifs à la figure du cours.

$$\operatorname{tg}\frac{\alpha}{2} = RC\omega \qquad \operatorname{tg}\frac{\varphi}{2} = \frac{1}{RC\omega}$$

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{RC\omega}{1-(RC\omega)^2} \qquad \operatorname{tg}\varphi = \frac{RC\omega}{(RC\omega)^2-1}$$

$$\alpha + \varphi = \pi \qquad \operatorname{tg}(\pi - x) = -\operatorname{tg} x$$

LEÇON 44

COMMANDE VERTICALE D'UN THYRISTOR

La commande verticale consiste à superposer une tension continue réglable à la tension sinusoïdale délivrée par le circuit déphaseur mais dont le déphasage par rapport à U_{AK} reste fixe.

I - SCHÉMA DE PRINCIPE :

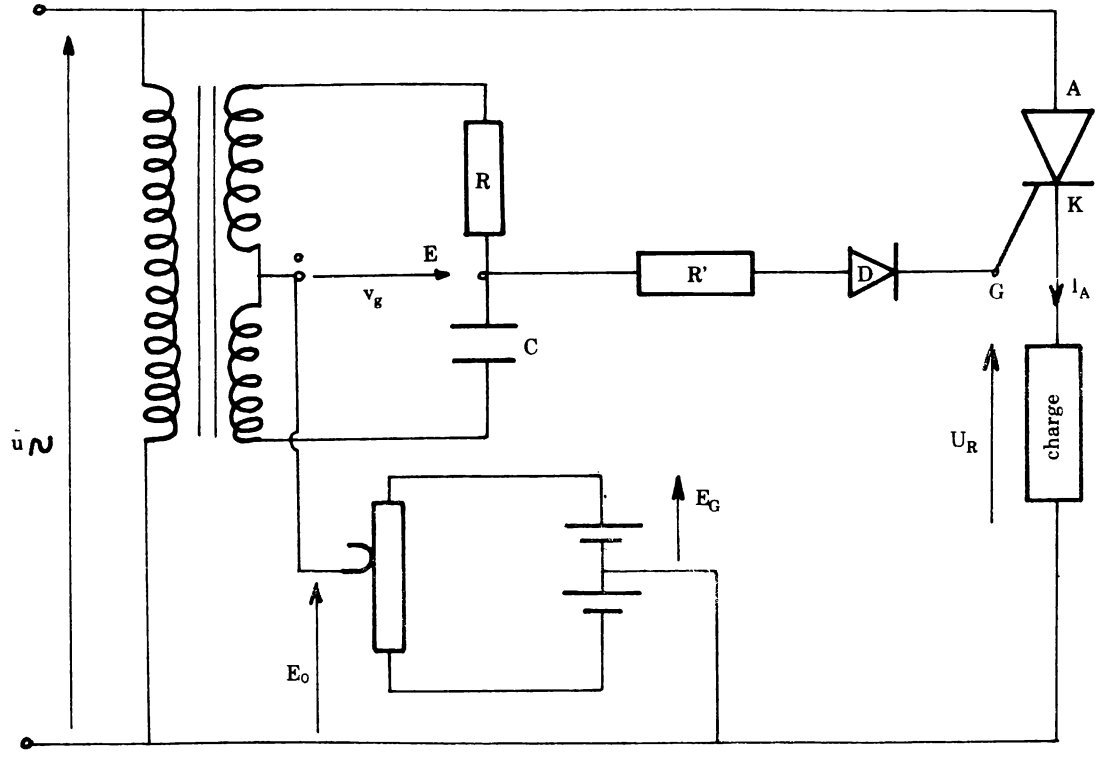


Fig.328

II - PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT :

La tension sinusoïdale v_g fournie par le déphaseur a une amplitude et une phase constantes on fixe R à la valeur $\frac{1}{C\omega}$ donc $\varphi = \frac{\pi}{2}$, les tensions v_g et u_{AB} sont en quadrature.

La tension continue E_0 doit être réglable de 0 à + E_G et de 0 à – E_G pour cela on réalise un montage potentiomètrique.

La tension totale aux bornes du circuit gâchette est :

$U_{Gt} = E_0 + V_{gM} \sin (\omega t - \frac{\pi}{2})$

Posons : $\theta = \omega t$ angle de retard.

Pour $E_0 = 0 \Rightarrow \theta = \frac{\pi}{2}$

Pour $E_0 = + E_G = V_{gM} \Rightarrow \theta = 0$

Pour $E_0 = - E_G = V_{gM} \Rightarrow \theta = \pi$

Si $0 < E_0 < + E_G \Leftrightarrow 0 < \theta < \frac{\pi}{2}$

Si $- E_G < E_0 < 0 \Leftrightarrow \frac{\pi}{2} < \theta < \pi$

Conclusion :

Pour que la tension moyenne aux bornes de la charge puisse varier de 0 à U_M/π, il faut que deux conditions soient remplies :

* v_g doit être déphasée de $\frac{\pi}{2}$ en arrière par rapport à V_{AK}.
* La valeur absolue de E_G doit être égale à $V_{g\,max}$.

Exercice N° 46 (résolu) :

Pour obtenir une commande verticale on utilise un déphaseur délivrant une tension :

$v_g = 12\sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2})$.

Quelles valeurs limites doit-on donner à la tension continue E_0 pour que l'amorçage puisse être obtenu dans l'intervalle $[0 , \frac{T}{2}]$.

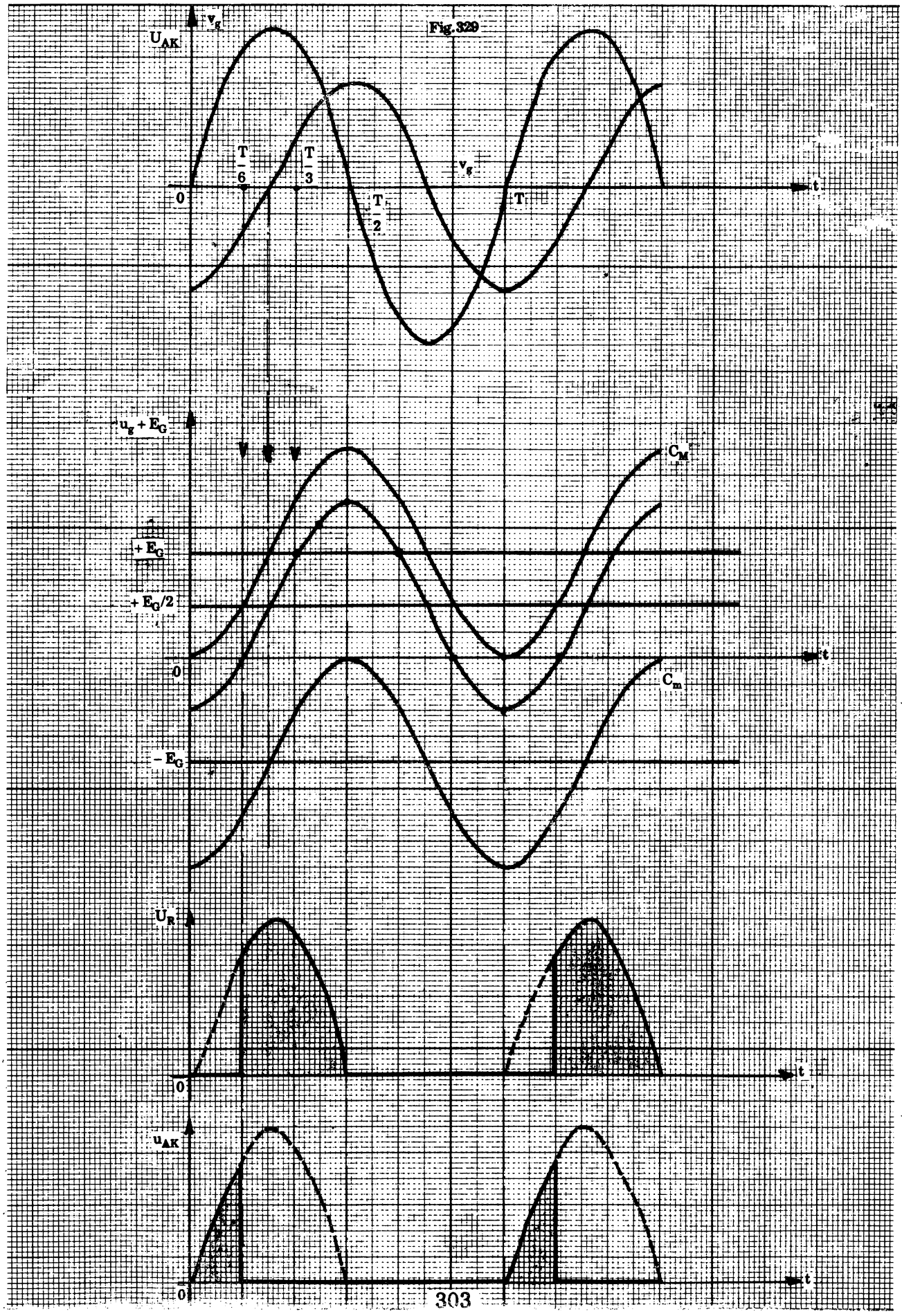


Fig. 329
U_{AK}
v_g
$\frac{T}{6}$
$\frac{T}{3}$
$\frac{T}{2}$
T
0
t
$u_g + E_G$
C_M
C_m
$+ E_G$
$+ E_G/2$
$- E_G$
U_R
u_{AK}

Solution :

Tension totale aux bornes du circuit gâchette :

$U_{Gt} = E_0 + V_{gM} \sin (\omega t - \frac{\pi}{2})$

Posons : $\theta = \omega t_0$ angle de retard.
Pour $E_0 = 0$ théoriquement le thyristor s'amorce à $0 = \frac{\pi}{2}$.

Pour $E_0 = + E_G = V_{gM} \Rightarrow \theta = 0$ théoriquement le thyristor s'amorce comme une diode à jonction.

$U_{Gt} = V_{gM} + V_{gM} \sin (\omega t - \frac{\pi}{2}) = V_{gM}(1 - \cos \omega t_0)$.

Dans ce cas $\omega t_0 = 0 \Rightarrow U_{Gt} = 0$ le thyristor ne peut s'amorcer à $t_0 = 0$, le thyristor impose un angle de retard θ_r pour qu'il puisse avoir U_{Gmi} nécessaire à son amorçage. ($\theta_r \simeq 10^0$).

Pour $E_0 = |- E_G| = V_{gM} \Rightarrow \theta = \pi$
$U_{Gt} = v_{gM} (- 1 - \cos \omega t)$

Dans ce 2ème cas le thyristor ne peut s'amorcer car il est à la fin de l'alternance positive.

En conclusion :

Valeurs limites de E_0 :

$$+ E_G = V_{gM}$$
$$|- E_G| = V_{gM}$$

Exercice N° 47 (à résoudre) :

Calculer pour chaque valeur de la tension continue E_0 relevée expérimentalement l'instant d'amorçage t_1 obtenu avec une commande verticale où la tension sinusoïdale du déphaseur est $v_g = 12 \sin(\omega t - \frac{\pi}{2})$.

Tracer la courbe $\alpha = f(E_0)$. (α angle d'ouverture).

E_0(V)	- 6	- 4	- 3	0	3	4	6
t_1							
α							

Réponse :

Pour $E_0 = -6\ V \Rightarrow U_{Gt} = -6 - 12 \cos \omega t = -6(1 + 2 \cos \omega t)$

$1 + 2 \cos \omega t = 0 \Rightarrow \cos \omega t = -\frac{1}{2} \Rightarrow \omega t_0 = \frac{2\pi}{3}$

d'où $\alpha = \pi - \frac{2\pi}{3} = \frac{\pi}{3}$

$\omega t_1 = \frac{2\pi}{3} \Rightarrow \frac{2\pi}{T} t_1 = \frac{2\pi}{3} \Rightarrow t_1 = \frac{T}{3}$

CHAPITRE XIV

LE TRANSISTOR UNIJONCTION (U – J – T)

LEÇON 45

On l'appelle transistor unijonction parce qu'il compote une seule jonction.

I - CONSTITUTION - SYMBOLE :

C'est une jonction PN réalisée vers le milieu d'un barreau de silicium de type N aux extrémités de ce dernier sont sondées deux électrodes appelées : bases B_1 et B_2 ; le semi-conducteur P est l'émetteur E.

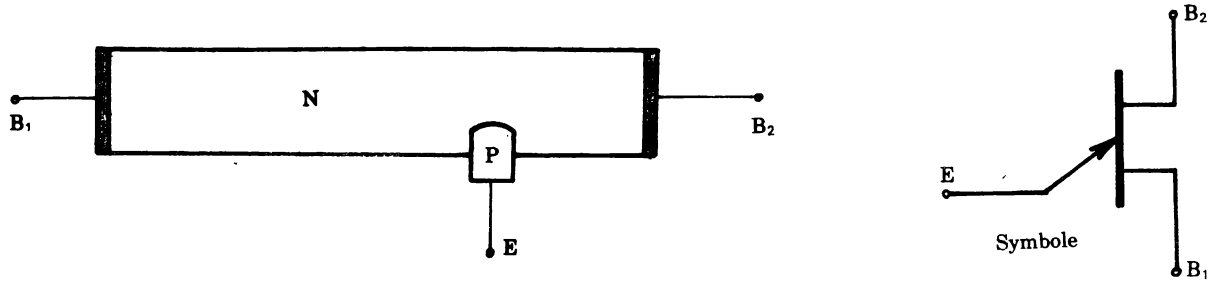


Fig.330

II - ETUDE INTERNE DE L'U – J – T :

1 - RAPPORT INTRINSÈQUE DE TENSION :

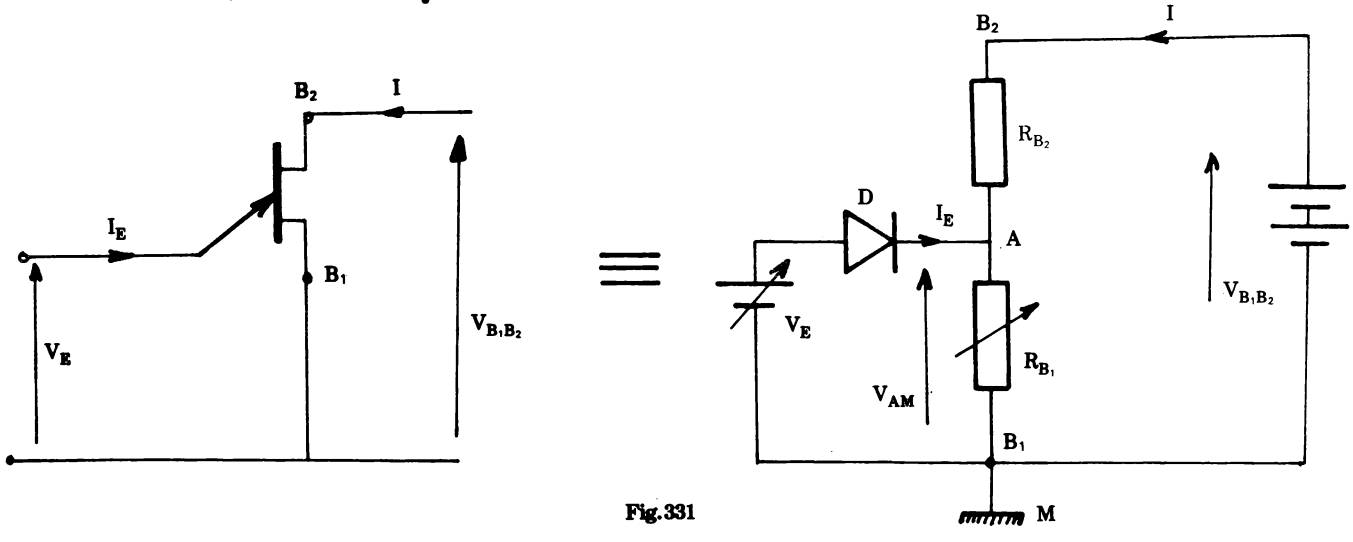


Fig.331

La diode D est formée par la jonction PN ; R_{B_1} , R_{B_2} résistances du semi-conducteur entre le point A et les bases B_1 et B_2.
Tant que V_E est inférieur à V_{pic} (voir figure 320), la diode D se comporte comme une diode sous tension inverse on a :

$$V_{AM} = R_{B_1} I = V_{B_1B_2} - R_{B_2} I$$

d'où

$$V_{B_1B_2} = R_{B_1} I + R_{B_2} I = I(R_{B_1} + R_{B_2})$$

$$I = \frac{V_{B_1B_2}}{R_{B_1} + R_{B_2}} = \frac{V_{AM}}{R_{B_1}} \Rightarrow V_{AM} = \frac{R_{B_1}}{R_{B_1} + R_{B_2}} V_{B_1B_2}$$

Le rapport $\frac{R_{B_1}}{R_{B_1} + R_{B_2}}$ s'appelle rapport intrinsèque de tension.

On pose : $\eta = \frac{R_{B_1}}{R_{B_1} + R_{B_2}}$

2 – RELATION ENTRE V_p ET $V_{B_1B_2}$:

V_p est la tension de pic du transistor unijonction.
Lorsque V_E croît et atteint V_p on aura :

$$V_p = V_{AM} + V_0 = \frac{R_{B_1}}{R_{B_1} + R_{B_2}} V_{B_1B_2} + V_0$$

V_0 : tension de seuil de la diode D.

d'où :

$$V_p = \eta\, V_{B_1B_2} + V_0$$

(V) (V) (V)

Pour le silicium $V_0 = 0{,}6$ V.

III – ETUDE EXPÉRIMENTALE :

1 – SCHÉMA DE MONTAGE :

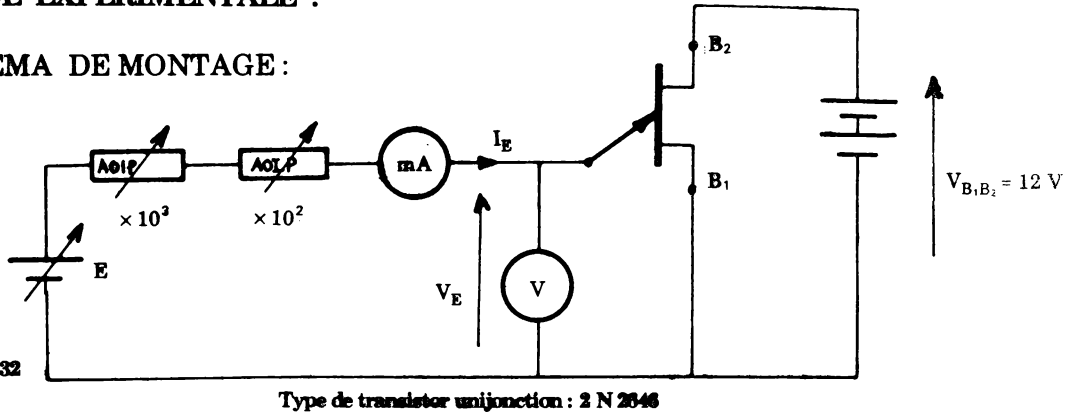


Fig. 332

Type de transistor unijonction : 2 N 2646

2 – TABLEAU DE VALEURS :

$\frac{V_E}{V}$	3	8	8,2	1,485	1,49	1,495	1,5	1,51	1,70
$\frac{I_E}{mA}$	0,1	0,15	0,2	4,7	5,5	6,5	7,4	10	18

$V_p = 8{,}2$ V $I_p = 0{,}2$ mA
$V_v = 1{,}485$ V $I_v = 4{,}7$ mA
V_v = Tension de vallée.

} Ces valeurs sont déduites de la figure 320.

3 – COURBE $V_E = f(I_E)$ à $V_{B_1B_2} = C^{te}$:

On l'appelle caractéristique statique d'émetteur.

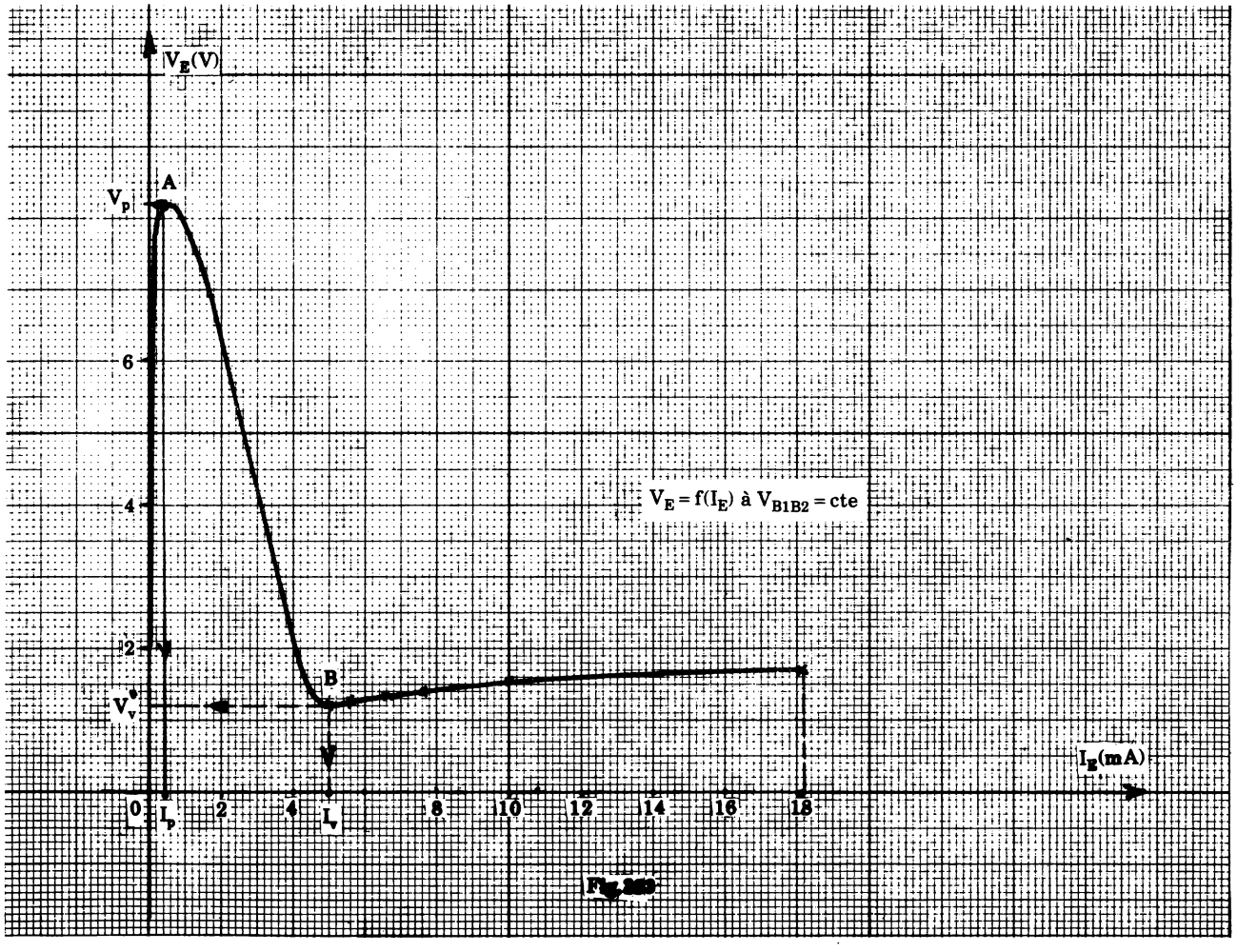


Fig. 320

4 – FONCTIONNEMENT :

Tant que $V_E < \eta\, V_{B_1B_2}$, la jonction E_{B_1} se comporte comme une diode polarisée en inverse, elle n'est parcourue que par un courant faible.
Dès que $V_E \geqslant \eta\, V_{B_1B_2}$ c'est-à-dire égale à V_{pic}, la jonction E_{B_1} devient subitement passante d'où la diminution de R_{B_1}.
Pour fixer les idées, prenons les coordonnées des points A et B de la caractéristique d'émetteur.

$$A \begin{cases} V_p = 8{,}2\ V \\ I_p = 0{,}2\ mA \end{cases} \qquad B \begin{cases} V_v = 1{,}485\ V \\ I_v = 4{,}7\ mA \end{cases}$$

Calculons les résistances relatives à ces deux points :

$$R_{B_1}\ pic = \frac{8{,}2}{0{,}2.10^{-3}} = 4{,}1 \cdot 10^4\ \Omega = 41\ k\Omega$$

$$R_{B_1}\ vallée = \frac{1{,}485}{4{,}7.10^{-3}} = 315\ \Omega$$

IV – GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS :

1 – SCHÉMA DE PRINCIPE :

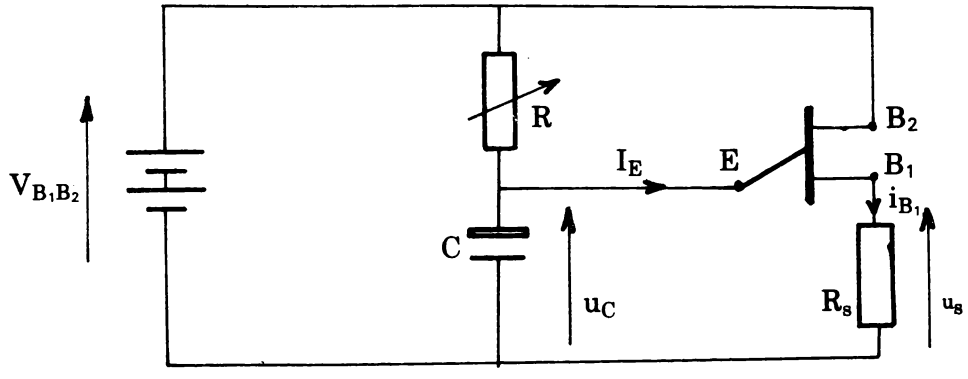


Fig.334

Pour obtenir un générateur d'impulsions il faut :
— d'une part que la capacité C ait une valeur suffisante.
— d'autre part que par choix de R, la droite de charge statique d'équation : $V_E = V_{B_1B_2} - RI_E$ coupe la caractéristique statique $V_E = f(I_E)$ à $V_{B_1B_2} = C^{te}$ dans la portion entre pic et vallée.

$$\begin{cases} V_v = V_{B_1B_2} - R_{mi}\, I_v \\ V_p = V_{B_1B_2} - R_{max}\, I_p \end{cases}$$

2 – FONCTIONNEMENT :

Le condensateur C se charge à travers R, lorsque u_C atteint la tension de pic V_p, la jonction E_{B_1} devient passante, I_E croît, C se décharge à travers R_{B_1} et R_s, u_C décroît jusqu'à la tension de vallée V_v et le cycle reprend. Aux bornes du condensateur on obtient des oscillations de relaxation, à la décharge de C des impulsions de courant aux bones de R_s.

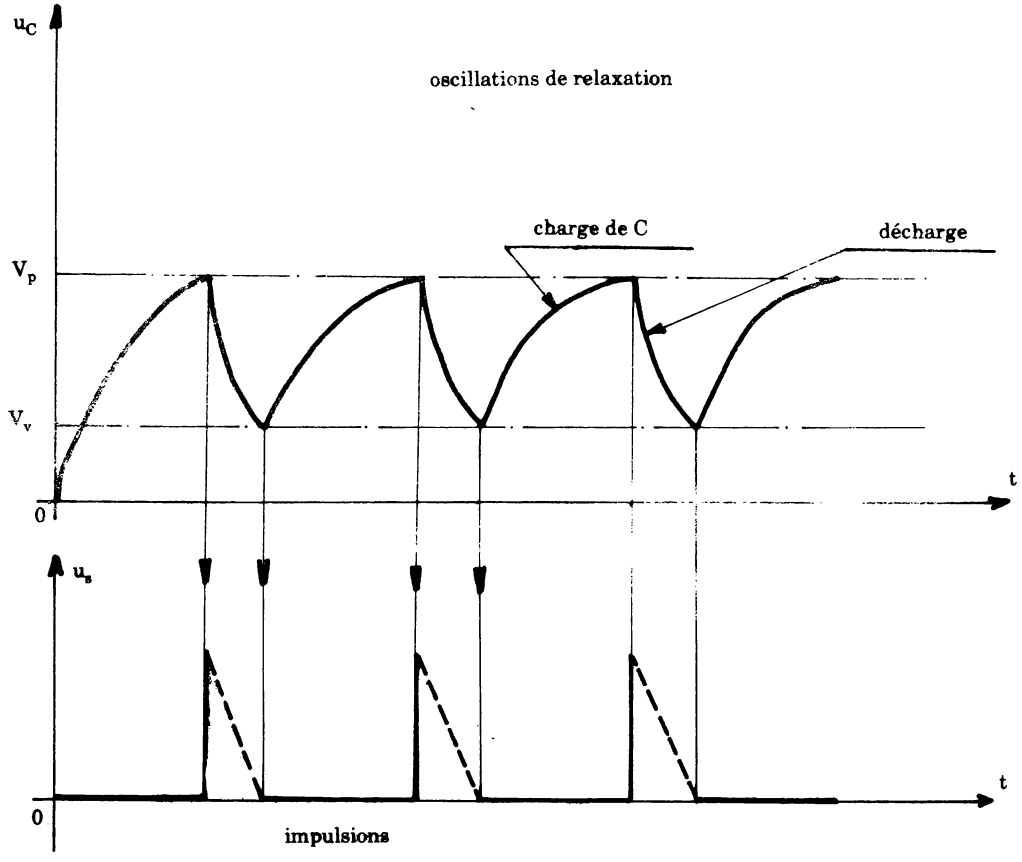
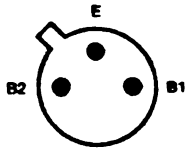


Fig. 335

V – BROCHAGE ET BOITIER DES U J T :

Brochage

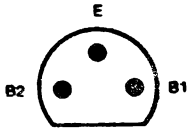


Boîtier

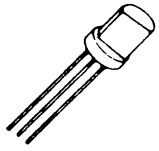
Exemples :

a)
- 2 N 2646
- 2 N 1671
- 2 N 2647
- 2 N 3980

Brochage



Boîtier

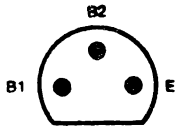


b)

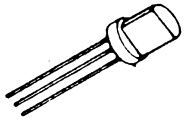
Exemples :

2 N 4891
2 N 4892
2 N 4893
2 N 4894

Brochage



Boîtier



c)

Exemples :

2 N 6027
2 N 6028

LEÇON 46

COMMANDE D'UN THYRISTOR PAR U-J-T

I - INTRODUCTION :

Les impulsions fournies par le relaxateur doivent être synchronisées avec la tension d'alimentation du thyristor, afin d'obtenir un angle de retard constant. Dans ces conditions, la tension aux bornes de la charge sera unidirectionnelle et périodique.

II - SCHÉMA DE PRINCIPE :

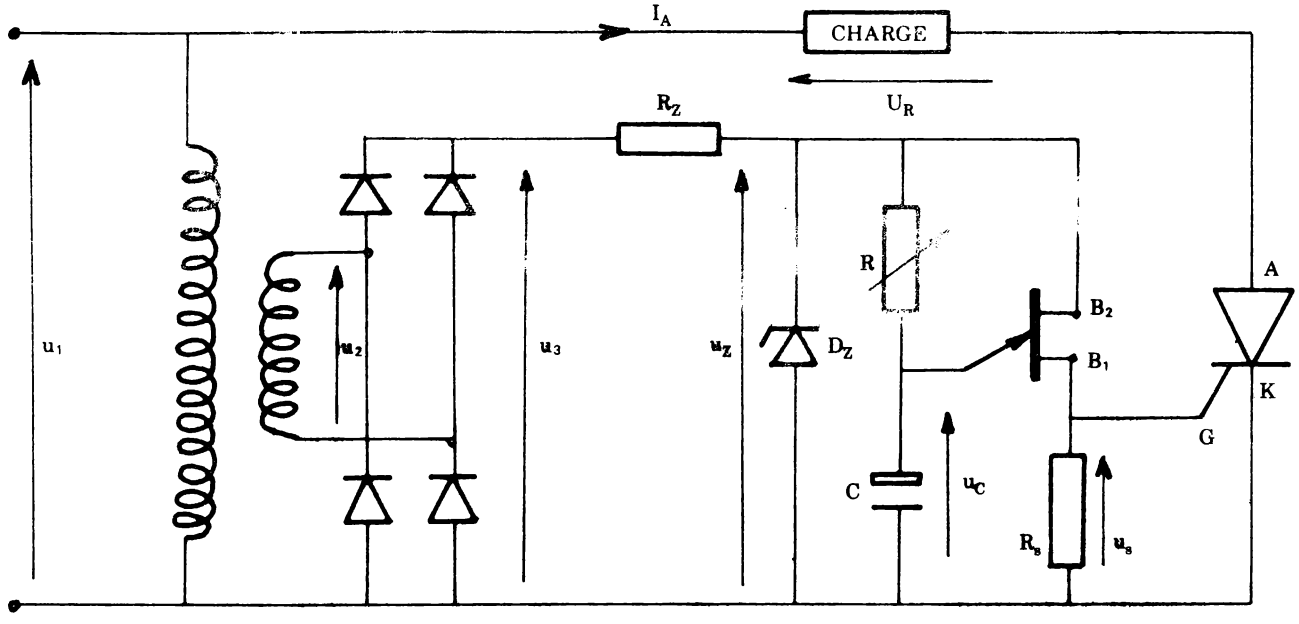


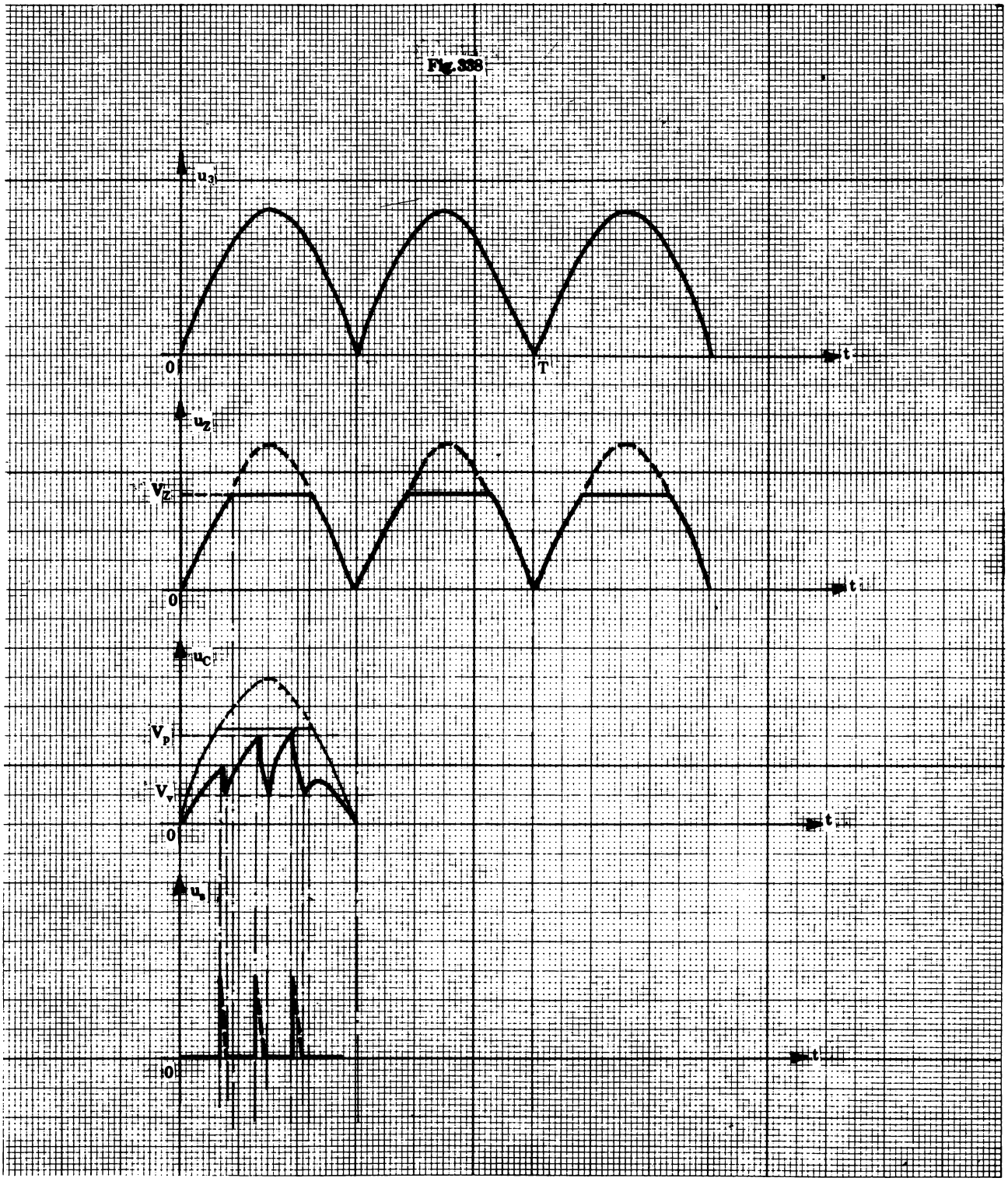
Fig. 237

III - PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT :

1 - La tension $u_2 = U_{2M} \sin \omega t$ du secondaire du transformateur est en phase avec la tension d'alimentation du thyristor $u_1 = U_{1M} \sin \omega t$. Le point Graëtz fournit une tension redressée double alternance u_3.

2 - Lorsque la valeur maximale de la tension u_3 est supérieure à u_Z, la diode Zéner écrête à u_Z. Elle stabilise la tension d'alimentation du générateur d'impulsions et permet sa protection contre les surtensions éventuelles. Lorsque la valeur maximale de u_3 est inférieure à u_Z, la diode Zéner n'écrête pas et par conséquent ne joue aucun rôle.

3 – Au début de chaque période, u_Z s'annule donc u_C et u_s : c'est l'annulation périodique qui assure la synchronisation.



Exercice N° 48 (résolu) :

Un générateur d'impulsions est obtenu par :
* Un transformateur 4 VA 220/12V
* Un pont de quatre diodes type 1 N 4002.
* Une diode Zéner 12 V – 1 Watt.
* Une résistance de protection $R_Z = 47\ \Omega - 1\ W$
* Un condensateur de capacité $C = 0{,}47\ \mu F$
* Une résistance $R_s = 100\ \Omega - 0{,}5\ W$.
* Un transistor unijonction type 2 N 2646.

On donne les courants de pic et de vallée ainsi que les tensions correspondantes :

$$I_v = 4{,}7\ mA \qquad V_v = 1{,}485\ V$$
$$I_p = 0{,}2\ mA \qquad V_p = 8{,}2\ V$$

1) Est-il nécessaire d'avoir un pont de quatre diodes ?
2) Calculer les valeurs limites de la résistance de commande R.

Solution :

1) Il n'est pas nécessaire d'avoir un pont de 4 diodes, un redressement simple alternance suffira car on commande un seul thyristor.
Si par exemple on commande un pont mixte monophasé, le pont sera nécessaire.

2) Calcul des valeurs limites de R :
La droite de charge statique d'équation :
$V_E = V_{B_1B_2} - RI_E$ coupe la caractéristique
$V_E = f(I_E)$ à $V_{B_1B_2} = C_{te}$ dans la portion entre pic et vallée on aura :

$$\begin{cases} V_v = V_{B_1B_2} - R_{mi}\, I_v & (1) \\ V_p = V_{B_1B_2} - R_{max}\, I_p & (2) \end{cases}$$

$$(1) \Rightarrow R_{mi} = \frac{12 - 1{,}485}{4{,}7.10^{-3}} = 2237{,}23\ \Omega$$

$$(2) \Rightarrow R_{max} = \frac{12 - 8{,}2}{0{,}2.10^{-3}} = 19.10^3 \Omega$$

Exercice à résoudre n° 49

Calculer la période des oscillations du montage précédent sachant que $R_{B_1} = 310\ \Omega$ et $R = 10\ k\Omega$

Réponses :

On rappelle que $T' = T_C + T_D$

$$T' = C \left[R \ln \frac{V_{B_1B_2} - V_v}{V_{B_1B_2} - V_p} + (R_{B_1} + R_s) \ln \frac{V_p}{V_v} \right]$$

LEÇON 47

LE TRANSFORMATEUR D'IMPULSIONS

I - CONSTITUTION :

Le circuit magnétique est composé de deux parties :

1) La partie principale en forme de H est constituée par des tôles au silicium comme celles des transformateurs classiques. L'enroulement primaire P est bobiné sur la branche qui ferme le H.

2) le noyau sur lequel est bobiné le secondaire S :

* est un matériau très saturable c'est-à-dire ayant une forte perméabilité magnétique.

* a une faible section.

La courbe d'aimantation b = f(h) de ce matériau a l'allure suivante :

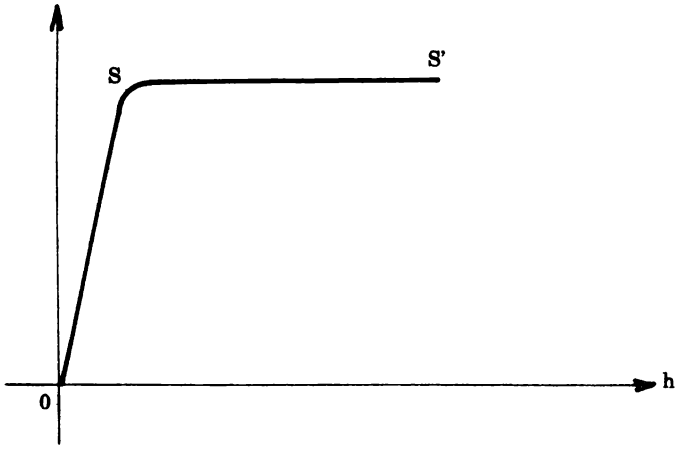


Fig.340

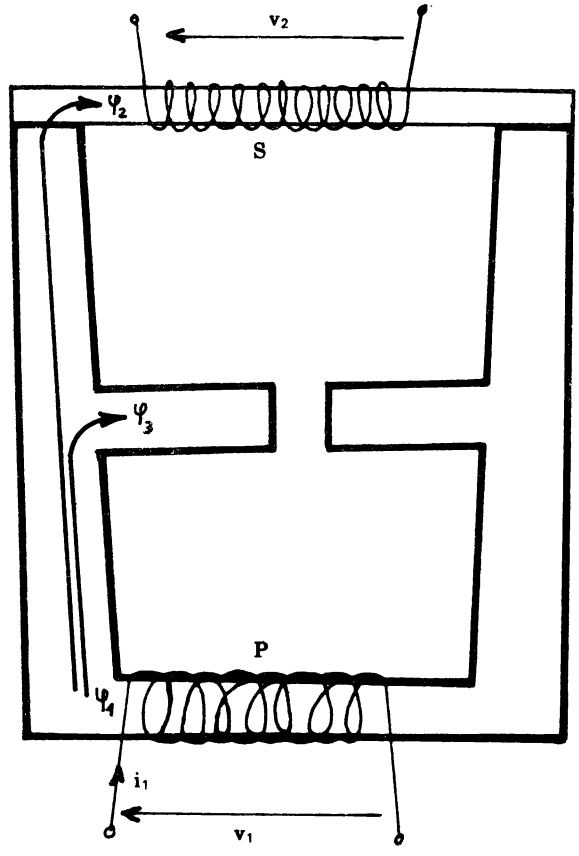


Fig.339

* Etant donnée la grande perméabilité du noyau, de 0 à S il se sature avec un faible champ magnétique.
* Dans la partie SS', le flux qui traverse le noyau de section constante ne peut plus croître.

II - FONCTIONNEMENT :

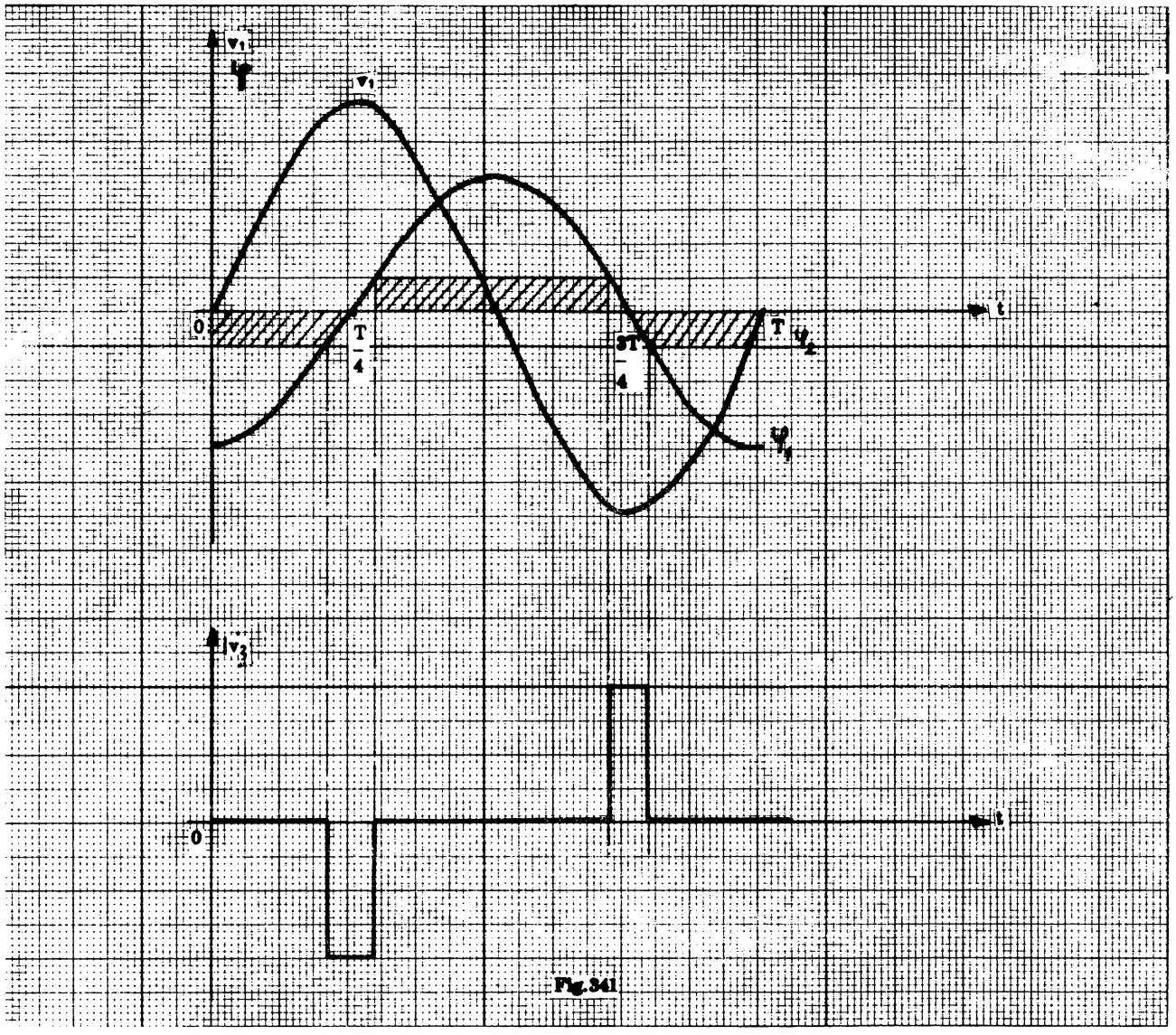


Fig.341

Le primaire est alimenté par une tension sinusoïdale $v_1 = V_{1M} \sin \omega t$, le courant i_1 est pratiquement en quadrature arrière. En négligeant l'hystérésis et la saturation on peut admettre que le flux instantané φ_1 est proportionnel au courant i_1.

Tant que le noyau n'est pas saturé, le flux φ_2 à travers le secondaire est égal à φ_1. Dès que la saturation φ_2 atteint la valeur maximale $\varnothing_{2Max}$ et la différence $\varphi_3 = \varphi_1 - \varphi$ traverse l'entrefer du noyau central.

La f.e.m induite $v_2 = -N_2 \dfrac{d\varphi_2}{dt}$ est nulle quand $\varphi_2 = \varnothing_{2Max} = cte$. En conséquence, V2 n'existe que lorsqu'il y a variation de φ_2, cette courte et rapide variation se produit aux instants $\dfrac{T}{4}, \dfrac{3T}{4}$, ... etc.

III - COMMANDE D'UN THYRISTOR :

Il va sans dire que le transformateur d'impulsion ne peut faire varier l'instant d'amorçage du thyristor. Pour qu'on puisse le faire, il faut l'associer à un circuit déphaseur .

NOTE COMPLÉMENTAIRE

CHARGE ET DÉCHARGE DU CONDENSATEUR

I - EQUATION DIFFÉRENTIELLE DE LA CHARGE DE C :

Quand le transistor unijonction est bloqué, on a $V_{B_1B_2} = V_E$, le condensateur C est chargé à travers R par la tension $V_{B_1B_2}$.

$$R_i(t) + u_C = V_{B_1B_2}$$

$$i(t) = \frac{dq}{dt} = C\frac{du_c}{dt}$$

$$\boxed{RC\frac{du_c}{dt} + u_C = V_{B_1B_2}}$$

La décharge commence lorsque u_C atteint V_p et cesse lorsque u_C s'est abaissée jusqu'à V_v, on a donc au début de la charge :

$$t = 0 \Rightarrow u_C = V_v$$

II - RÉSOLUTION DE L'EQUATION DIFFÉRENTIELLE :

1 - SANS SECOND MEMBRE :

$$RC\frac{duc}{dt} + u_C \Rightarrow RC\frac{due}{dt} = -u_C$$

$$\frac{duc}{uc} = -\frac{dt}{RC} \Rightarrow \ln\left|\frac{uc}{K}\right| = -\frac{t}{RC}$$

$$u_{C_1} = K\,e^{-t/RC}$$

Une intégrale particulière u_{C_2} de l'équation avec second membre est de même forme que celle-ci :

$$u_{C_2} = V_{B_1B_2}$$

La solution est : $u_C = u_{C_1} + u_{C_2}$

$$u_C = K\,e^{-t/RC} + V_{B_1B_2}$$

Déterminons K par les conditions initiales :
Pour $t = 0$ on a : $u_C = V_v$

$$V_v = K + V_{B_1B_2} \Rightarrow K = V_v - V_{B_1B_2}$$

d'où :

$$\boxed{u_C = V_{B_1B_2} - (V_{B_1B_2} - V_v)\, e^{-t/RC}}$$

2 - EXPRESSION DU TEMPS DE CHARGE :

Le temps T_C est la durée de la charge entre V_v et V_p :

$$V_p = V_{B_1B_2} - (V_{B_1B_2} - V_v)\, e^{-T_c/RC}$$

$$(V_{B_1B_2} - V_v)\, e^{-T_c/RC} = V_{B_1B_2} - V_p$$

$$e^{+T_c/RC} = \frac{V_{B_1B_2} - V_v}{V_{B_1B_2} - V_p} \Rightarrow \frac{T_c}{RC} = \ln \frac{V_{B_1B_2} - V_v}{V_{B_1B_2} - V_p}$$

$$\boxed{T_c = RC \ln \frac{V_{B_1B_2} - V_v}{V_{B_1B_2} - V_p}}$$

III - EQUATION DIFFÉRENTIELLE DE LA DÉCHARGE :

$$v + (R_{B_1} + R_s)\, i(t) = 0$$

$$i(t) = \frac{dq}{dt} = C\frac{dv}{dt}$$

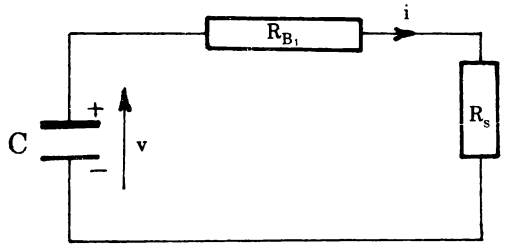


Fig.342

$$\boxed{v + C\frac{dv}{dt}(R_{B_1} + R_s) = 0}$$

1 - RÉSOLUTION DE L'ÉQUATION DIFFÉRENTIELLE :

$$v = -(R_{B_1} + R_s)\, C\frac{dv}{dt}$$

$$\frac{dv}{v} = -\frac{dt}{(R_{B_1} + R_s)C} \Rightarrow \ln\left|\frac{v}{K}\right| = -\frac{t}{(R_{B_1} + R_s)C}$$

$$v = K\, e^{-\frac{t}{(R_{B_1} + R_s)C}}$$

On détermine la constante K par les conditions initiales : Pour $t = 0 \Rightarrow v = V_D$

$$\boxed{v_d = v_p\, e^{-\frac{t}{(R_{B_1} + R_s)C}}}$$

2 – EXPRESSION DU TEMPS DE DÉCHARGE : T_D

A la fin de la décharge V_p sera V_v :

$$V_v = V_p\, e^{-\frac{t}{(R_{B_1} + R_s)C}}$$

$$e^{-\frac{T_D}{(R_{B_1} + R_s)C}} = \frac{V_v}{V_p} \Rightarrow e^{+\frac{T_D}{(R_{B_1} + R_s)C}} = \frac{V_p}{V_v}$$

$$\frac{T_D}{(R_{B_1} + R_s)C} = \ln \frac{V_p}{V_v}$$

$$\boxed{T_D = C(R_{B_1} + R_s)\, \ln \frac{V_p}{V_v}}$$

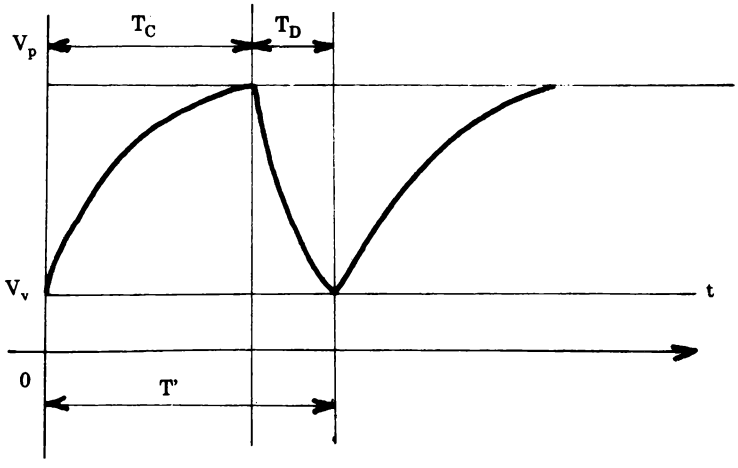
La période des oscillations de relaxation est :

$T' = T_C + T_D$

Il faut que :

$T' < \frac{T}{2}$

T : période du réseau



LEÇON 48

LES VARIATEURS DE VITESSE DES MOTEURS A EXCITATION INDEPENDANTE

I - RAPPEL :

1 - NOTATION :

a) Grandeurs de l'induit :

Tension U, courant I, résistance R, nombre de conducteurs actifs N, vitesse de rotation n (t/s).

b) Grandeurs de l'inducteur :

Courant i, flux Φ.

c) Moment du couple moteur C (N.m)

2 - FORUMULES :

a) Force contre - électromotrice :

$$E' = \frac{P}{a} N n \Phi = U - RI$$

b) Vitesse de rotation :

$$n = \frac{U - RI}{\frac{P}{a} N \Phi} = \frac{U - RI}{K\Phi}$$

c) Couple moteur :

$$C = \frac{N I \Phi}{2\pi}$$

Remarque : Si le moteur est bipolaire $\frac{P}{a} = 1$

II - ACTION SUR LA TENSION DE L'INDUIT :

Flux inducteur constant : $\Phi = C^{te}$

Puissance utile disponible sur l'arbre du moteur :
$P_u = E'I = Nn\,\Phi\,I = C\omega = C \cdot 2\pi n$

$$C_{max} = \frac{N\,n\,\Phi}{2\,\pi\,n} I_{max} = \frac{N\Phi}{2\pi} I_{max}$$

$$\boxed{C_{max} = K\,I_{max}}$$

Le couple maximum est indépendant de la vitesse.
Par contre, la puissance maximale $C_{max}\omega$ est proportionnelle à la vitesse.

$P_{max} = C_{max}\,2\pi n$
De la forme $y = ax$
Traçons la courbe $n = f(U)$

$$n = \frac{U}{N\Phi} - \frac{RI}{N\Phi} = f(U) = aU - b$$

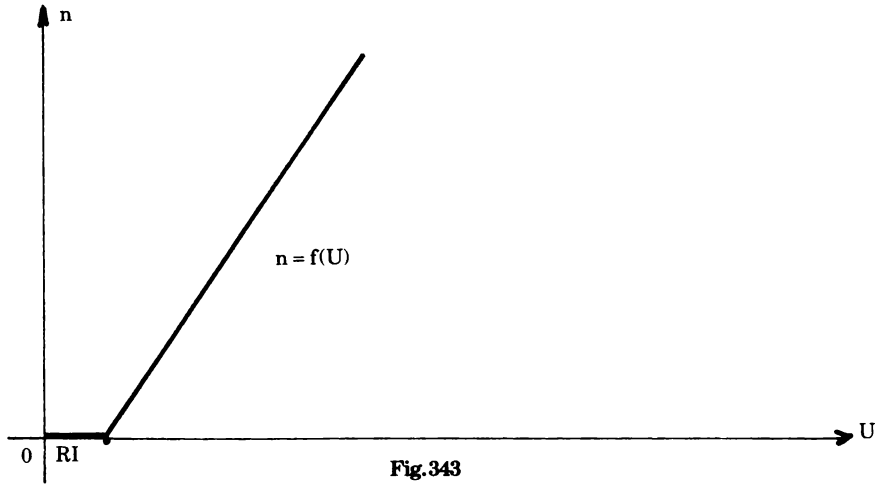


Fig.343

III - ACTION SUR LE COURANT D'EXCITATION :

Tension de l'induit est constante : $U = C^{te}$
La puissance maximale UI_{max} reste constante et indépendante de la vitesse.

Le couple est proportionnel au flux $C = \frac{NI}{2\pi}\Phi$, lorsque le flux diminue, le couple décroît.

Traçon la courbe $n = f(\Phi)$

$$n = \frac{U - RI}{N\Phi} = \frac{a}{\Phi}$$

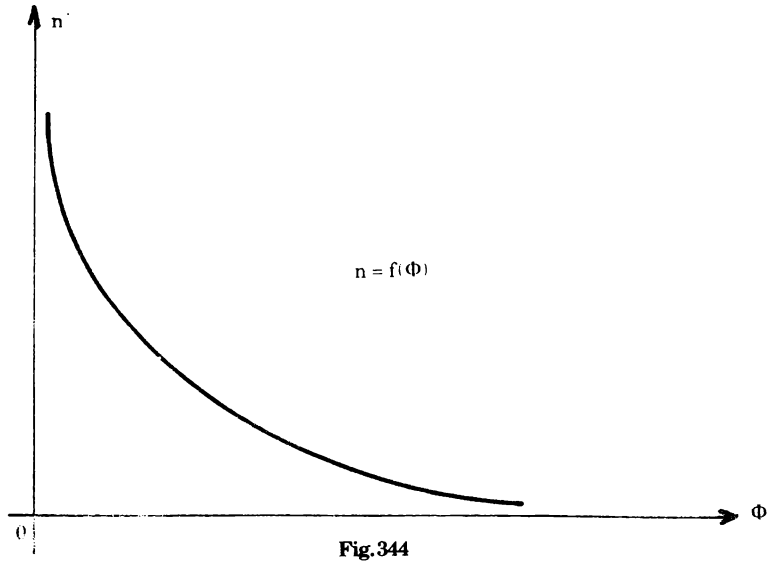


Fig.344

Conclusion :

Dans le premier cas, la vitesse varie de zéro à la vitesse nominale. Dans le second cas, la vitesse peut théoriquement varier de zéro à l'infini mais pour des raisons mécaniques elle ne peut dépasser deux fois la vitesse nominale.

IV - ETUDE COMPARATIVE DES DEUX CAS :

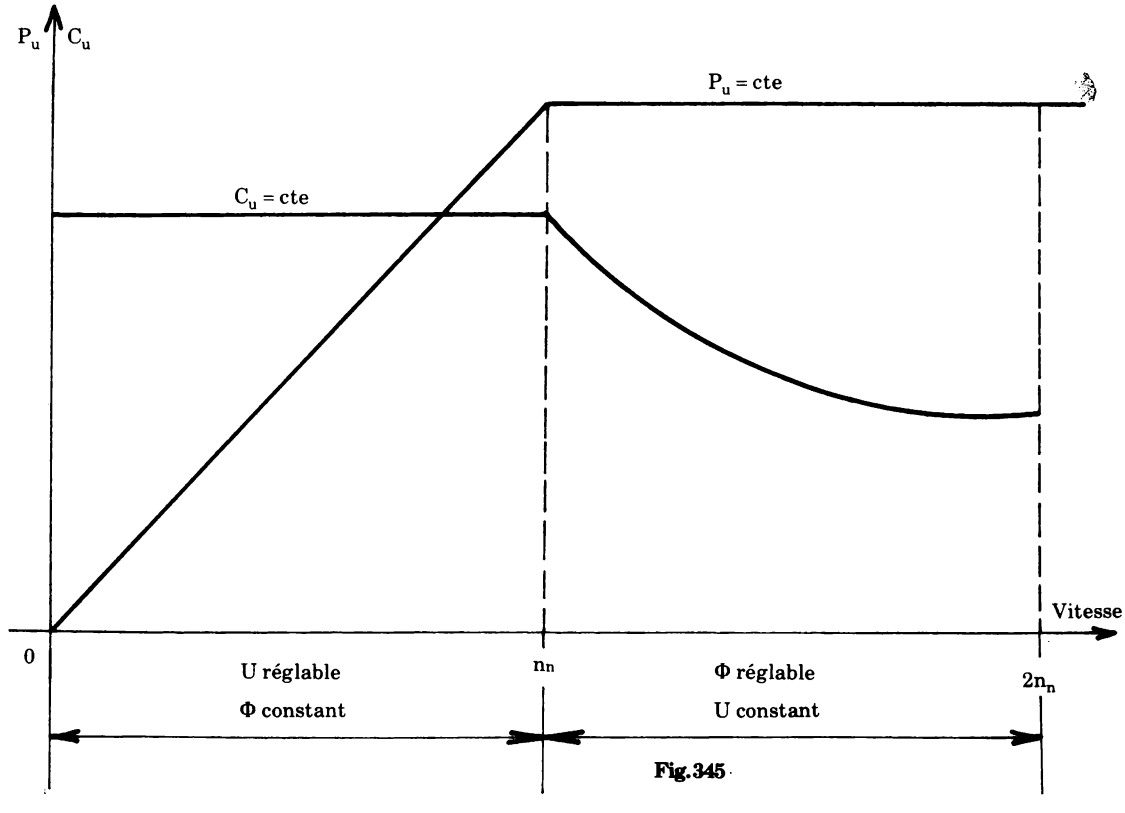


Fig.345

Les graphes $P_u = f(n)$ et $C_u = f(n)$ donnent aux différentes vitesses, les couples et les puissances que l'on peut, sans risque, demander au moteur.
Ces graphes font apparaître les avantages du réglage de la vitesse par la tension de l'induit :
* C'est un réglage à couple maximal constant.
* Le démarrage peut être obtenu sans rhéostat, il suffit d'appliquer à l'induit la valeur théorique de la tension u = RI si $I = I_n$ le démarrage s'effectue avec couple nominal sans surintensité.
Et font apparaître les inconvénients du réglage par le flux :

* Le réglage par le flux réduit nécessairement le couple.
* Si par fausse manœuvre, le courant d'excitation s'annule, la vitesse augmente indéfiniment ce qui détruit l'induit par la force centrifuge.

V - DIFFÉRENTS MONTAGES EN MONOPHASÉ :

1 - MONTAGE AVEC TRANSFORMATEUR A POINT MILIEU :

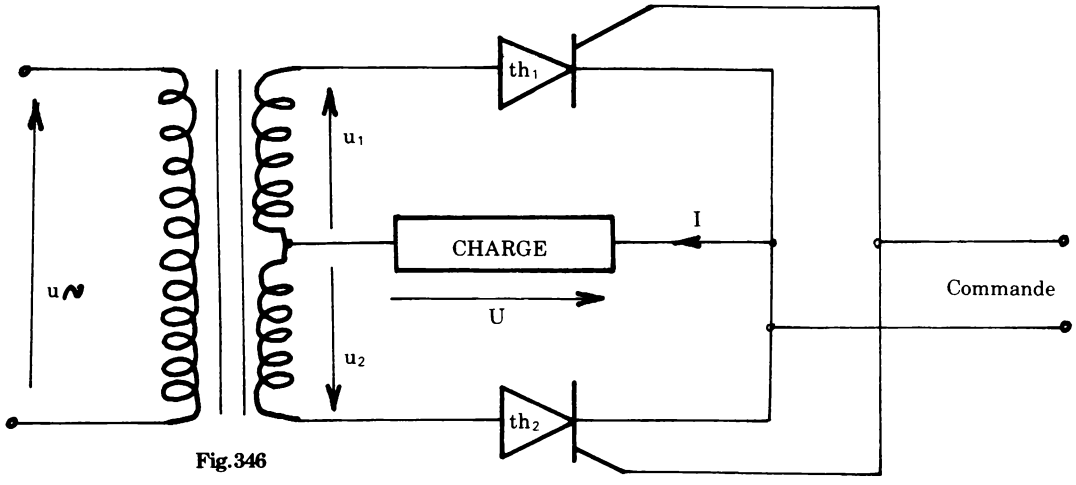


Fig.346

2 - PONT MIXTE :

Les thyristors et les diodes doivent avoir le même courant maximal direct et la même tension inverse.

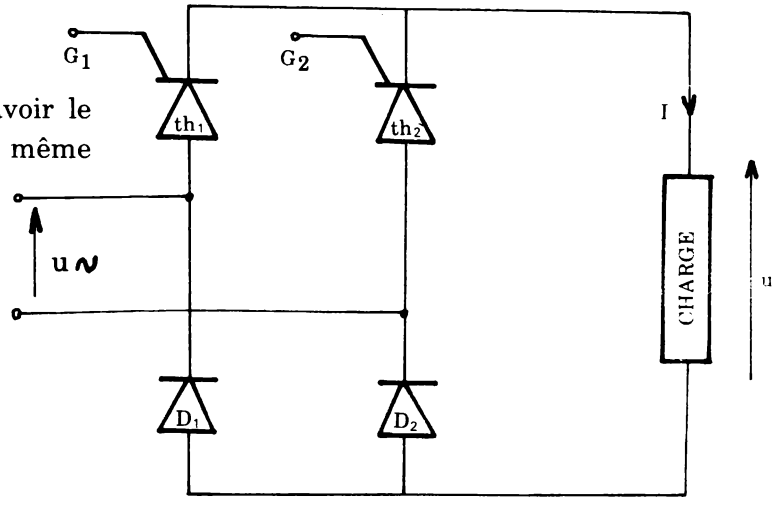


Fig.347

Ce montage est avantageux par rapport au précédent ; en effet :
* Il ne nécessite pas de transformateur à point milieu.
* La tension supportée par un thyristor est la moitiée de celle du premier cas.

3 - MONTAGE A QUATRE THYRISTORS :

En monophasé, il n'y a aucun intérêt à remplacer les deux diodes d'un pont Graëtz par des thyristors.
(On aura deux en série).
En triphasé, au contraire il y a avantage avec six thyristors.

4 - MONTAGE A UN THYRISTOR :

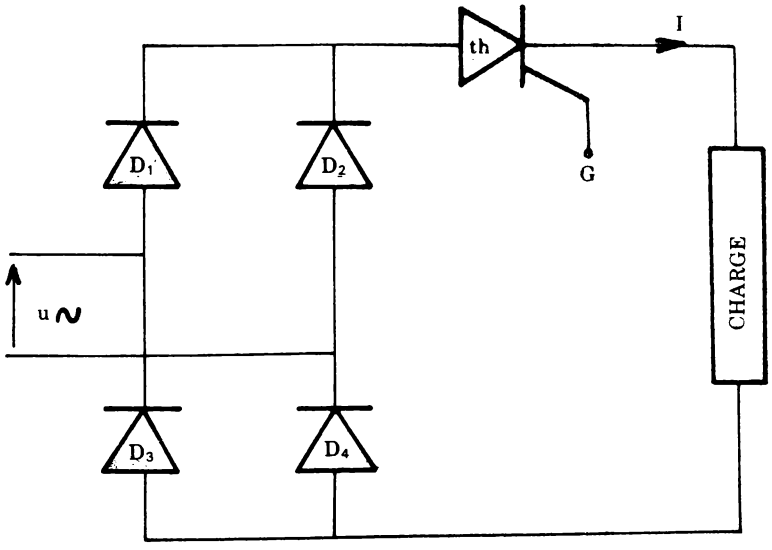


Fig.348

Le système de déclenchement doit fonctionner à chaque alternance. Ce 4ème montage ne peut être utilisé qu'en monophasé, car en triphasé, une fois le thyristor amorcé. il y reste la tension ne s'annule plus.

CLASSIFICATION PÉRIODIQUE DES ÉLÉMENTS

	Hydrogène et métaux alcalins	Métaux alcalino-ferreux	Métaux de première transition					Triodes (métaux de seconde transition)			Métaux de troisième transition		Familles du bore et du carbone		Familles de l'azote et de l'oxygène		Halogène	Gaz inertes
	I a	II a	III a	IV a	V a	VI a	VII a	VIII			I b	II b	III b	IV b	V b	VI b	VII b	0
1	1 H																	2 He
2	3 Li	4 Be											5 B	6 C	7 N	8 O	9 F	10 Ne
3	11 Na	12 Mg											13 Al	14 Si	15 P	16 S	17 Cl	18 A
4	19 K	20 Ca	21 Sc	22 Ti	23 V	24 Cr	25 Mn	26 Fe	27 Co	28 Ni	29 Cu	30 Zn	31 Ga	32 Ge	33 As	34 Se	35 Br	36 Kr
5	37 Rb	38 Sr	39 Y	40 Zr	41 Nb	42 Mo	43 Tc	44 Ru	45 Rh	46 Pd	47 Ag	48 Cd	49 In	50 Sn	51 Sb	52 To	53 I	54 Xe
6	55 Cs	56 Ba	Lan-tha-nides	72 Hf	73 Ta	74 W	75 Ro	76 Os	77 Ir	78 Pt	79 Au	80 Hg	81 Tl	82 Pb	83 Bi	84 Po	85 At	86 Rn
7	87 Fr	88 Ra	Acti-nides															

Lanthanides	57 La	58 Ce	59 Pr	60 Nd	61 Pm	62 Sm	63 Eu	64 Gd	65 Tb	66 Dy	67 Ho	68 Er	69 Tm	70 Yb	71 Lu
Actinides	89 Ac	90 Th	91 Pa	92 U	93 Np	94 Pu	95 Am	96 Cm	97 Bk	98 Cf	99 Es	100 Fm	101 Mv	102 No	103 Lw

DIODES A JONCTION

Type	V max	I max
AYY 10/120	120 V	3,8 A
BA 145	350 V	0,3 A
BYX 10	1600 V	0,36 A
BYX 22/600	600 V	1,4 A
BYX 22/1200	1200 V	1,4 A
BYX 30/200 R	200 V	8 A
BYX 30/300 R	300 V	8 A
BYX 30/400 R	400 V	8 A
BYX 30/500 R	500 V	8 A
BYX 30/600 R	600 V	8 A
BYX 36/150	150 V	0,8 A
BYX 36/300	300 V	0,8 A
BYX 36/600	600 V	0,8 A
BYX 38/300 R	300 V	6 A
BYX 38/600 R	600 V	6 A
BYX 38/900 R	900 V	6 A
BYX 38/1200 R	1200 V	6 A
BYX 42/300 R	300 V	10 A
BYX 42/600 R	600 V	10 A
BYX 42/900 R	900 V	10 A
BYX 42/1200 R	1200 V	10 A
BYX 48/300 R	300 V	6 A
BYX 48/600 R	600 V	6 A
BYX 48/900 R	900 V	6 A
BYX 48/1200 R	1200 V	6 A
BY 126	650 V	1,2 A
BY 127	1250 V	1,2 A
BY 188	75 V	1,2 A
BY 206	300 V	0,4 A
1 N 645	225 V	0,4 A
1 N 647	400 V	0,4 A
1 N 649	600 V	0,4 A
1 N 4383	200 V	1 A
1 N 4586	1000 V	1 A
42 R 2	200 V	6 A
44 R 2	400 V	6 A
46 R 2	600 V	6 A
48 R 2	800 V	6 A
62 R 2	200 V	12 A
64 R 2	400 V	12 A
66 R 2	600 V	12 A
68 R 2	800 V	12 A

DIODE ZENER

Diode de régulation de tension
Diode stabilisatrice

Vz : Tension de zener - Tension de stabilisation

Iz : Courant de zener, pour lequel on obtient la tension zener indiquée.

Type	Pmax	Vz	Iz	
BZX 61/C 4 V 7	1,3 W	4,7 V	50 mA	Se fait également en : 5,1 V - 5,6 V - 6,2 V - 6,8 V
BZX 61/C 7 V 5	1.3 W	7,6 V	20 mA	Se fait également en : 8,2 V - 9,1 V - 10 V 11 V - 12 V - 13 V - 15 V
BZX 61/C 16	1,3 W	16 V	10 mA	Se fait également en : 18 V - 20 V - 22 V - 24 V - 27 V - 30 V - 33 V - 36 V
BZX 61/C 39	1,3 W	39 V	5 mA	Se fait également en 43 V - 47 V 51 V - 56 V 62 V - 68 V - 75 V
BZX 79/C 4 V 7	400 mW	4,7 V	5 mA	Dans la référence BZX 79/C4 V 7 la fin indique la tension de zener (ici 7,4 V). Se fait également en : 5,1 V - 5,6 V - 6,2 V - 6,8 V - 7,5 V - 8,2 V - 9,1 V - 10 V - 11 V - 12 V - 13 V - 15 V - 16 V - 18 V - 20 V - 22 V - 24 V - Pour ce dernier type la référenc est donc : BZX 79/C 24.
BZX 79/C 27	400 mW	27 V	2 mA	Même observation se fait également en 30 V - 33 V 36 V - 39 V - 43 V - 47 V 51 V - 56 V - 62 V - 68 V - 75 V
BZY 88/C 3 V 3	400 mW	3,3 V		Même observation Se fait également en : 3,3 V - 3,6 V - 3,9 V - 4,3 V - 4,7 V - 5,1 V 5.6 V - 6,2 V - 6,8 V - 7,5 V - 8,2 V - 9,1 V - 10 V - 11 V - 12 V - 13 V - 15 V - 16 V - 18 V - 20 V - 22 V - 24 V - 27 V - 30 V
BZY 95/C 10	1,5 W	10 V	50 mA	Se fait également en : 11 V - 12 V 13 V - 15 V
BZy 95/C 16	1,5 W	16 V	20 mA	Se fait également en : 18 V - 20 V - 22 V - 24 V - 27 V - 30 V - 33 V - 36 V
BZy 95 /C39	1,5 W	39 V	10 mA	Se fait également en : 43 V - 47 V - 51 V - 56 V 62 V - 68 V - 75 V
1 N 4728 A	1 W	3,3 V	76 mA	
1 N 4729 A	1 W	3,6 V	69 mA	
1 N 4730 A	1 W	3,9 V	64 mA	
1 N 4731 A	1 W	4,3 V	58 mA	
1 N 4732 A	1 W	4,7 V	53 mA	
1 N 4733 A	1 W	5,1 V	49 mA	
1 N 4734 A	1 W	5,6 V	45 mA	
1 N 4735 A	1 W	6,2 V	41 mA	
1 N 4736 A	1 W	6,8 V	37 mA	
1 N 4737 A	1 W	7,5 V	34 mA	
1 N 4738 A	1 W	8,2 V	31 mA	
1 N 4739 A	1 W	9,1 V	28 mA	
1 N 4740 A	1 W	10 V	25 mA	
1 N 4741 A	1 W	11 V	23 mA	
1 N 4742 A	1 W	12 V	21 mA	
1 N 4743 A	1 W	13 V	19 mA	
1 N 4744 A	1 W	15 V	17 mA	
1 N 4745 A	1 W	16 V	15,5 mA	
1 N 4746 A	1 W	18 V	14 mA	
1 N 4747 A	1 W	20 V	12,5 mA	
1 N 4748 A	1 W	22 V	11,5 mA	
1 N 4749 A	1 W	24 V	10,5 mA	
1 N 4750 A	1 W	27 V	9,5 mA	
1 N 4751 A	1 W	30 V	8,5 mA	
1 N 4752 A	1 W	33 V	7,5 mA	
1 N 4753 A	1 W	36 V	7 mA	
1 N 4754 A	1 W	39 V	6,5 mA	
1 N 4755 A	1 W	43 V	6 mA	
1 N 4756 A	1 W	47 V	5,5 mA	
1 N 4757 A	1 W	51 V	5 mA	
1 N 4758 A	1 W	56 V	4,5 mA	
1 N 4759 A	1 W	62 V	4 mA	

PRINCIPALES CARACTERISTIQUES DE TRANSISTORS

Ptot = Puissance dissipable au collecteur

V_C = Tension collecteur maximale

I_C = Courant collecteur maximum

β_s = Gain en courant – Courant collecteur / Courant base

2 chiffres : gain minimum et gain maximum

1 chiffre : gain moyen

ft = Fréquence de transition – Fréquence de coupure.

Sigle	Type	Ptot mW	Vc V	Ic mA	β_s	ft MHz
AC 107	PNP	50	15	10	35 - 160	2
AC 125	PNP	500	32	100	100	1,7
AC 126	PNP	500	32	100	140	2,3
AC 127	NPN	340	32	500	100	2,5
AC 128	PNP	1 W	32	1 A	90	1,5
AC 132	PNP	500	32	200	135	2
AC 141	NPN	260	32	1,2 A	40 - 160	2
AC 142	PNP	260	32	1,2 A	40 - 160	1,5
AC 153	PNP	1 W	32	2 A	50 - 250	1,5
AC 162	PNP	900	32	200	90 - 100	1,7
AC 163	PNP	900	32	200	100 - 120	1,7
AC 172	NPN	200	32	10	50	2,7
AC 175	NPN	200	25	2 A	60 - 165	2,5
AC 176	NPN	700	32	1 A	50 - 250	3
AC 180	PNP	300	32	1 A	50 - 250	1
AC 181	NPN	300	32	1 A	50 - 250	1
AC 182	PNP	2,5 W	18	150	50 - 250	4
AC 187	NPN	200	15	2 A	100 - 500	3
AC 188	PNP	800	15	2 A	100 - 500	1,5
AD 149	PNP	800	50	3,5 A	30 - 100	0,5
AD 161	NPN	32 W	32	3 A	80 - 320	3
AD 162	PNP	4 W	32	3 A	80 - 320	1,5
AF 106	PNP	6 W	18	10	30 - 65	220
AF 115	PNP	60	20	10	150	75
AF 117	PNP	50	20	10	150	75
AF 118	PNP	45	50	30	180	175
AF 125	PNP	375	32	10	150	75
AF 139	PNP	60	15	10	50	550
ASY 26	PNP	60	30	0,3 A	30 - 80	8
ASY 27	PNP	150	25	0,3 A	50 - 150	14
ASY 28	NPN	150	30	0.3 A	30 - 80	14

Sigle	Type	Ptot mW	Vc V	Ic mA	β_s	ft MHz
BC 322	PNP	310	20	150	240 - 500	250
BC 327	PNP	625	45	500	100 - 250	200
BC 328	PNP	625	25	500	160 - 400	200
BC 338	NPN	625	25	500	160 - 400	200
BC 347	NPN	300	45	100	40 - 250	125
BC 348	NPN	300	30	100	40 - 250	125
BC 349	NPN	300	20	100	40 - 250	125
BC 407	NPN	250	45	200	125	300
BC 408	NPN	250	20	200	125	300
BC 409	NPN	250	20	200	240 - 900	300
BC 417	NPN	250	45	200	75 - 260	150
BC 418	PNP	250	25	200	75 - 500	150
BC 419	PNP	250	20	200	125 - 500	150
BC 546	NPN	300	65	200	125 - 500	300
BC 547	NPN	300	45	200	125 - 500	300
BC 548	NPN	300	20	200	125 - 900	300
BC 549	NPN	300	20	200	240 - 900	300
BC 550	NPN	300	45	200	240 - 900	300
BC 557	PNP	500	45	200	75 - 260	150
BC 558	PNP	500	25	200	75 - 500	150
BC 559	PNP	500	20	200	125 - 500	150
BC 635	NPN	800	45	1,5 A	40 - 250	130
BC 636	PNP	800	45	1,5 A	40 - 250	50
BC 637	NPN	800	60	1,5 A	40 - 160	130
BC 638	PNP	800	60	1,5 A	40 - 160	50
BC 639	NPN	800	80	1,5 A	40 - 160	130
BC 640	PNP	800	80	1,5 A	40 - 160	50
BDX 77	NPN	60 W	80	12 A	30	3
BDX 78	PNP	60 W	80	12 A	30	3
BDY 11	NPN	150 W	100	4 A	10 - 50	1
BDY 12/6	NPN	26 W	40	3 A	40 - 100	70
BDY12/10	NPN	26 W	40	3 A	63 - 160	70
BDY12/16	NPN	26 W	40	3 A	100 - 250	70
BDY13/6	NPN	26 W	40	3 A	40 - 100	70
BDY13/10	NPN	26 W	60	3 A	63 - 160	70
BDY13/16	NPN	26 W	60	3 A	100 - 250	70
BDY 17	NPN	115 W	80	15 A	20	1
BDY 18	NPN	115 W	120	15 A	20	1
BDY 18	NPN	115 W	120	15 A	20	1
BDY 19	NPN	115 W	150	15 A	20	1
BDY 20	NPN	115 W	100	6 A	20 - 70	1
BDY 38	NPN	115 W	50	6 A	30 - 40	1
BDY 90	NPN	40 W	100	15 A	30 - 120	70
BDY 91	NPN	40 W	80	15 A	30 - 120	70
BDY 92	NPN	40 W	60	15 A	30 - 120	70
BD 115	NPN	6 W	220	0,15 A	60	145
BD 124	NPN	15 W	0	2 A	25 - 60	120
BD 131	NPN	11 W	70	6 A	50	60
BD 132	PNP	11 W	45	6 A	50	60
BD 135	NPN	6,5 W	45	500	40 - 250	250
BD 136	PNP	6,5 W	45	500	40 - 250	75
BD 137	NPN	6,5 W	60	500	40 - 160	250
BD 138	PNP	6.5 W	60	500	40 - 160	75
BD 139	NPN	6.5 W	80	500	40 - 160	250

TRANSISTORS
(SUITE)

Sigle	Type	Ptot mW	Vc V	βs	Ic mA	ft MHz
ASY 29	NPN	150	25	0,3 A	50 – 150	20
ASY 73	NPN	140	30	0,4 A	20	4
ASY 74	NPN	140	30	0,4 A	35	6
ASY 75	NPN	140	30	0,4 A	50	10
ASY 76	PNP	500	40	1 A	25 – 130	0,900
ASY 77	PNP	500	60	1 A	25 – 130	0,900
ASY 80	PNP	500	40	1 A	60 – 165	0,900
ASZ 15	PNP	30 W	100	10 A	15 – 30	0,200
ASZ 16	PNP	30 W	60	10 A	35 – 80	0,250
ASZ 17	PNP	30 W	60	10 A	20 – 45	0,220
ASZ 18	PNP	30 W	100	10 A	20 – 65	0,220
BCY 10	PNP	415	32	0,5 A	15	1,5
BCY 11	PNP	415	60	0,5 A	15	1,5
BCY 12	PNP	415	32	0,5 A	25	2
BCY 31	PNP	250	50	100	35	1,7
BCY 32	PNP	250	50	100	55	2,5
BCY 34	PNP	250	25	100	35	2,4
BCY 38	PNP	410	24	500	30	1,5
BCY 39	PNP	410	60	500	50	1,5
BCY 40	PNP	410	24	500	120	2,5
BCY 54	PNP	410	50	500	70	2
BCY 56	NPN	300	45	100	100 – 450	85
BCY 57	NPN	300	25	100	200 – 800	100
BCY 58	NPN	330	32	200	90 – 600	300
BCY 59	NPN	330	45	200	90 – 600	300
BCY 70	PNP	350	50	200	50	250
BCY 71	PNP	350	45	200	100	200
BCY 72	PNP	350	25	200	50	200
BCY 78	PNP	300	32	200	125 – 500	200
BCY 79	PNP	300	45	200	125 – 500	200
BCZ 10	PNP	250	25	50	20	1
BCZ 11	PNP	250	25	50	35	1
BCZ 12	PNP	250	60	50	15	1
BC 107	NPN	300	50	200	125 – 900	300
BC 107 A	NPN	300	50	200	110 – 220	300
BC 107 B	NPN	300	50	200	200 – 450	300
BC 108	NPN	300	30	200	125 – 900	300
BC 108 A	NPN	300	30	200	110 – 220	300
BC 108 B	NPN	300	30	200	200 – 450	300
BC 108 C	NPN	300	30	200	420 – 800	300
BC 109	NPN	300	30	200	240 – 900	300
BC 109 B	NPN	300	30	200	200 – 450	300
BC 109 C	NPN	300	30	200	420 – 800	300
BC 121	NPN	250	5	75	250 – 500	50
BC 122	NPN	250	30	75	240 – 500	50
BC 123	NPN	250	45	75	240 – 500	50
BC 147	NPN	250	50	200	125 – 500	300
BC 148	NPN	250	30	200	125 – 900	300
BC 149	NPN	250	30	200	240 – 900	300

Sigle	Type	Ptot mW	Vc V	Ic mA	βs	ft MHz
BC 157	PNP	250	50	200	75 – 260	150
BC 158	PNP	250	30	200	75 – 500	150
BC 159	PNP	250	30	200	125 – 500	150
BC 177	PNP	300	50	200	75 – 260	150
BC 178	PNP	300	30	200	75 – 260	150
BC 179	PNP	300	25	200	125 – 500	150
BC 201	PNP	250	5	75	125 – 260	80
BC 202	PNP	250	30	75	125 – 260	80
BC 203	PNP	250	45	75	125 – 260	80
BC 204 A	PNP	300	45	200	125 – 260	200
BC 204 B	PNP	300	45	200	240 – 600	200
BC 205 A	PNP	300	20	200	125 – 260	200
BC 205 B	PNP	300	20	200	240 – 600	200
BC 206 A	PNP	300	20	200	125 – 260	200
BC 206 B	PNP	300	20	200	240 – 600	200
BC 207 A	NPN	300	45	300	125 – 260	300
BC 207 B	NPN	300	45	300	240 – 500	300
BC 280 B	NPN	300	20	300	240 – 500	300
BC 208 C	NPN	300	20	300	450 – 900	300
BC 209 B	NPN	300	20	300	240 – 500	300
BC 209 C	NPN	300	20	300	450 – 900	300
BC 237	NPN	300	45	100	V BC 208	250
BC 238	NPN	300	20	100	V BC 208	250
BC 239	NPN	300	20	100	V BC 208	250
BC 250 A	PNP	300	20	100	35 – 100	250
BC 250 B	PNP	300	20	100	80 – 250	250
BC 250 C	PNP	300	20	100	200 – 600	250
BC 251 A	PNP	300	45	100	125 – 260	180
BC 251 B	PNP	300	45	100	240 – 500	180
BC 251 C	PNP	300	45	100	450 – 900	180
BC 252 A	PNP	300	20	100	125 – 260	130
BC 252 B	PNP	300	20	100	240 – 300	130
BC 252 C	PNP	300	20	100	450 – 900	130
BC 253 A	PNP	300	20	100	125 – 240	130
BC 253 B	PNP	300	20	100	240 – 500	130
BC 253 C	PNP	300	20	100	450 – 900	130
BC 307 VI	PNP	300	45	100	75 – 150	200
BC 307 A	PNP	300	45	100	125 – 260	200
BC 307 B	PNP	300	45	100	240 – 500	200
BC 308 VI	PNP	300	25	100	75 – 150	200
BC 308 A	PNP	300	25	100	125 – 260	200
BC 308 B	PNP	300	25	100	240 – 500	200
BC 309 VI	PNP	300	20	100	75 – 150	200
BC 309 A	PNP	300	20	100	125 – 160	200
BC 309 B	PNP	300	20	100	240 – 500	200
BC 317	NPN	350	45	150	125 – 260	280
BC 318	NPN	350	30	150	240 – 500	280
BC 319	NPN	350	20	150	450 – 900	280
BC 320	PNP	310	45	150	125 – 260	250
BC 321	PNP	310	30	150	240 – 500	250

TRANSISTORS
(SUITE)

Sigle	Type	Ptot mW	Vc V	Ic mA	βs	ft MHz
BD 140	PNP	6,5 W	80	500	40 – 160	75
BD 142	NPN	117 W	40	15 A	20 – 250	1,3
BD 157	NPN	20 W	250	500	30 – 240	40
BD 158	NPN	20 W	300	500	30 – 240	40
BD 159	NPN	20 W	350	500	30 – 240	40
BD 165	NPN	20 W	45	1,5 A	40	3
BD 166	PNP	20 W	45	1,5 A	40	3
BD 167	NPN	20 W	60	1,5 A	40	3
BD 168	PNP	20 W	60	1,5 A	40	3
BD 169	NPN	20 W	80	1,5 A	40	3
BD 170	PNP	20 W	80	1.5 A	40	3
BD 171	NPN	20 W	90	1 A	40	6
BD 172	NPN	20 W	120	1 A	40	6
BD 173	NPN	20 W	160	1 A	40	6
BD 175	NPN	30 W	45	3 A	15	3
BD 176	PNP	30 W	45	3 A	15	3
BD 177	NPN	30 W	60	3 A	15	3
BD 178	PNP	30 W	60	3 A	15	3
BD 179	NPN	30 W	80	3 A	15	3
BD 180	PNP	30 W	80	3 A	15	3
BD 181	NPN	78 W	45	15 A	20 – 70	1
BD 182	NPN	117 W	60	15 A	20 – 70	1
BD 183	NPN	117 W	80	15 A	20 – 70	1
BD 185	NPN	40 W	30	4 A	15	2
BD 186	PNP	40 W	30	4 A	15	2
BD 187	NPN	40 W	45	4 A	15	2
BD 188	PNP	40 W	45	4 A	15	2
BD 189	NPN	40 W	60	4 A	15	2
BD 190	PNP	40 W	60	4 A	15	2
BD 195	NPN	65 W	30	6 A	15	2
BD 196	PNP	65 W	30	6 A	15	2
BD 197	NPN	65 W	45	6 A	15	2
BD 198	PNP	65 W	45	6 A	15	2
BD 199	NPN	65 W	60	6 A	15	2
BD 200	PNP	65 W	60	6 A	15	2
BD 205	NPN	90 W	45	10 A	15	1,5
BD 206	PNP	90 W	45	10 A	15	1,5
BD 207	NPN	90 W	60	10 A	15	1,5
BD 208	PNP	90 W	60	10 A	15	1,5
BD 233	NPN	25 W	45	6 A	25	3
BD 234	PNP	25 W	45	6 A	25	3
BD 235	NPN	25 W	60	6 A	25	3
BD 236	PNP	25 W	60	6 A	25	3
BD 237	NPN	25 W	80	6 A	25	3
BD 238	PNP	25 W	80	6 A	25	3
BD 301	NPN	55 W	45	8 A	30	3
BD 302	PNP	55 W	45	8 A	30	3
BD 303	NPN	55 W	60	8 A	30	3
BD 304	PNP	55 W	60	8 A	30	3
BD 361	NPN	15 W	20	3 A	70	3
BD 362	PNP	15 W	20	3 A	70	3
BD 433	NPN	36 W	22	7 A	50	3
BD 434	PNP	36 W	22	7 A	50	3
BD 435	NPN	36 W	32	7 A	50	3

Sigle	Type	Ptot mW	Vc V	Ic mA	βs	ft MHz
OC 45	PNP	50	15	10	50	6
OC 71	PNP	75	30	50	50	0,5
OC 72	PNP	75	32	250	70	0,5
OC 76	PNP	75	32	250	45	0,9
OC 80	PNP	135	32	600	180	2
2 N 696	NPN	600	60	150	20 - 60	40
2 N 697	NPN	600	60	150	40 – 120	50
2 N 706	NPN	300	25	50	20 – 60	200
2 N 708	NPN	360	40	500	30 – 120	300
2 N 709	NPN	300	15	500	30	600
2 N 930	NPN	300	45	60	100 – 300	50
2 N 1306	NPN	150	25	300	60 – 300	20
2 N 1307	PNP	150	30	300	60 – 300	20
2 N 1613	NPN	800	75	1 A	40 – 120	60
2 N 1711	NPN	800	75	1 A	100 – 300	70
2 N 1986	NPN	600	40	800	60	40
2 N 2196	NPN	15 W	60	1 A	30 – 90	15
2 N 2197	NPN	15 W	60	1 A	75 – 200	15
2 N 2217	NPN	800	60	800	20 – 60	250
2 N 2218	NPN	800	60	800	40 – 120	250
2 N 2219	NPN	800	60	800	100 – 300	250
2 N 2222	NPN	500	60	800	120 – 300	250
2 N 2904	PNP	600	60	600	40 – 120	200
2 N 2905	PNP	600	60	600	100 – 300	200
2 N 2906	PNP	400	60	600	40 – 120	200
2 N 2907	PNP	400	60	600	100 – 300	200
2 N 2922	NPN	200	25	100	55 – 110	200
2 N 2923	NPN	200	25	100	90 – 180	200
2 N 2924	NPN	200	25	100	150 – 300	200
2 N 2925	NPN	200	25	100	235 – 470	200
2 N 2926	NPN	200	25	100	35 – 470	200
2 N 3053	NPN	5 W	40	700	50 – 250	30
2 N 3054	NPN	25 W	90	4 A	25 – 100	1
2 N 3055	NPN	117 W	100	15 A	20 – 70	1
1 N 3390	NPN	200	25	100	400 – 800	160
2 N 3391	NPN	200	25	100	250 – 500	160
2 N 3392	NPN	200	25	100	150 – 300	140
2 N 3553	NPN	7 W	40	1 A	15 – 200	500
2 N 3702	PNP	300	40	200	60 – 300	100
2 N 3702	PNP	300	40	200	60 – 300	100
2 N 3703	PNP	300	50	200	30 - 150	100
2 N 3704	NPN	360	50	800	100 – 350	100
2 N 3705	NPN	360	50	800	50 - 150	100
2 N 3706	NPN	360	40	800	30 - 600	100
2 N 3707	NPN	250	30	30	100 – 150	100
2 N 3708	NPN	250	30	30	45 - 800	100
2 N 3709	NPN	250	30	30	45 – 165	100
2 N 3710	NPN	250	30	30	90 – 330	100
2 N 3711	NPN	250	30	30	180 – 800	100
2 N 3715	NPN	150 W	60	10 A	50 – 150	2,5
2 N 3791	PNP	250 W	60	10 A	50 – 150	4
2 N 3903	NPN	300	40	200	50 – 150	250
2 N 3904	NPN	300	40	200	100 – 300	300

TRANSISTORS

(Suite)

Sigle	Type	Ptot mW	Vc V	Ic mA	βs	ft MHz
BFX 34	NPN	5 W	60	5 A	40 – 150	70
BFX 38	PNP	800	55	1 A	90	150
BFX 39	PNP	800	55	1 A	45	150
BFX 40	PNP	800	75	1 A	90	150
BFX 41	PNP	800	75	1 A	45	150
BFX 44	NPN	360	40	250	20	300
BFY 50	NPN	800	35	1 A	30	60
BFY 51	NPN	800	30	1 A	40	50
BFY 52	NPN	800	20	1 A	60	50
BFY 74	NPN	360	45	0,1 A	90	360
BFY 90	NPN	200	30	50	20	1400
BF 115	NPN	145	30	30	45 – 165	230
BF 167	NPN	130	30	25	60	350
BF 173	NPN	260	30	25	90	550
BF 177	NPN	600	100	50	20	120
BF 178	NPN	600	185	50	20	120
BF 179	NPN	600	250	50	20	120
BF 180	NPN	150	30	20	45	675
BF 181	NPN	150	30	20	28	600
BF 182	NPN	150	25	15	20	650
BF 183	NPN	150	25	15	24	800
BF 184	NPN	150	30	30	115	300
BF 185	NPN	150	30	30	67	220
BF 194	NPN	250	30	30	115	260
BF 195	NPN	250	30	30	67	220
BF 196	NPn	250	40	25	80	400
BF 197	NPN	250	40	25	87	550
BF 198	NPN	500	30	25	66	400
BF 199	NPN	500	25	25	116	550
BF 200	NPN	150	30	20	30	650
BF 257	NPN	5 W	160	100	25	110
BF 258	NPN	5 W	250	100	25	110
BF 259	NPN	5 W	300	100	25	110
BF 336	NPN	3 W	185	100	20	80
BF 337	NPN	3 W	250	100	20	80
BF 338	NPN	3 W	300	100	20	80
BF 364	NPN	300	30	30	115	260
BF 365	NPN	300	30	30	67	200
BF 366	NPN	310	35	25	15	400
BF 367	NPN	310	40	25	35	440
BF 368	NPN	310	25	50	35 – 125	250
BF 369	NPN	310	30	50	70 – 220	400
BF 371	NPN	310	30	100	40	720
BF 373	NPN	625	45	100	15	720
BF 394	NPN	350	30	100	180 – 350	80
BF 395	NPN	350	30	100	65 – 125	80
BSX 32	NPN	800	65	1 A	60 – 150	450
BSX 36	PNP	360	40	500	40 – 100	200
BSY 10	NPN	300	60	50	40 – 80	60
BSY 39	NPN	300	20	200	40 – 120	350
BSY 40	PNP	300	25	100	60	140
BSY 41	PNP	300	25	100	50 – 200	140
OC 26	PNP	30 W	45	3,5 A	20 – 55	0,5
OC 44	PNP	50	15	10	100	15

Sigle	Type	Ptot mW	Vc V	Ic mA	βs	ft MHz
BD 436	PNP	36 W	32	7 A	50	3
BD 437	NPN	36 W	45	7 A	30	3
BD 438	PNP	36 W	45	7 A	30	3
BD 505	NPN	10 W	20	2 A	40	50
BD 506	PNP	10 W	20	2 A	40	50
BD 507	NPN	10 W	30	2 A	40	50
BD 508	PNP	10 W	30	2 A	40	50
BD 509	NPN	10 W	40	2 A	40	50
BD 510	PNP	10 W	40	2 A	40	50
BD 515	NPN	10 W	45	2 A	60	50
BD 516	PNP	10 W	45	2 A	60	50
BD 517	NPN	60	2 A	60	50	50
BD 518	PNP	10 W	60	2 A	60	50
BD 519	NPN	10 W	80	2 A	60	50
BD 520	PNP	10 W	80	2 A	60	50
BD 525	NPN	10 W	60	2 A	30	50
BD 526	PNP	10 W	60	2 A	30	50
BD 527	NPN	10 W	80	2 A	30	50
BD 528	PNP	10 W	80	2 A	30	50
BD 529	NPN	10 W	100	2 A	30	50
BD 530	PNP	10 W	100	2 A	30	5
BD 561	NPN	40 W	40	4 A	40	
BD 562	PNP	40 W	40	4 A	5	3
BD 575	NPN	40 W	45	3 A	25	3
BD 576	PNP	40 W	45	3 A	25	3
BD 577	NPN	40 W	60	3 A	25	3
BD 578	PNP	40 W	60	3 A	25	3
BD 579	NPN	40 W	80	3 A	15	3
BD 580	PNP	40 W	80	3 A	15	3
BD 581	NPN	40 W	100	3 A	15	3
BD 582	PNP	40 W	100	3 A	15	3
BD 586	PNP	40 W	45	4 A	25	3
BD 587	NPN	40 W	60	4 A	25	3
BD 588	PNP	40 W	60	4 A	25	3
BD 589	NPN	40 W	80	4 A	15	3
BD 590	PNP	40 W	80	4 A	15	3
BD 591	NPN	40 W	100	4 A	15	3
BD 592	PNP	40 W	100	4 A	15	3
BD 595	NPN	65 W	45	8 A	25	3
BD 596	PNP	65 W	45	8 A	25	3
BD 597	NPN	65 W	60	8 A	25	3
BD 598	PNP	65 W	60	8 A	25	3
BD 599	NPN	65 W	80	8 A	15	3
BD 600	PNP	65 W	80	8 A	15	3
BD 601	NPN	65 W	100	8 A	15	3
BD 602	PNP	65 W	100	8 A	15	3
BD 605	NPN	90 W	45	10 A	15	1,5
BD 606	PNP	90 W	45	10 A	15	1,5
BD 607	NPN	90 W	60	10 A	15	1,5
BD 608	PNP	90 W	60	10 A	15	1,5
BD 609	NPN	90 W	80	10 A	15	1,5
BD 610	PNP	90 W	80	10 A	15	1,5
BFT 50	NPN	300	36	60	50	2200
BFT 90	NPN	300	36	60	50	2200

THYRISTORS

Type	Vmax	$I_{T(AV)}$	I_{GT}
BTW 27/100 R	100 V	7,4 A	15 mA
BTW 27/200 R	200 V	7,4 A	15 mA
BTW 27/300 R	300 V	7,4 A	15 mA
BTW 27/400 R	400 V	7,4 A	15 mA
BTW 27/500 R	500 V	7,4 A	15 mA
BTW 27/600R	600 V	7,4 A	15 mA
BTX 35/500 R	500 V	8 A	65 mA
BTX 35/600 R	600 V	8 A	65 mA
BTX 35/700 R	600 V	8 A	65 mA
BTX 35/800 R	600 V	8 A	65 mA
BTX 36/500 R	500 V	11 A	40 mA
BTX 36/600 R	600 V	11 A	40 mA
BTX 36/700 R	700 V	11 A	40 mA
BTX 36/800 R	800 V	11 A	40 mA
BTY 79/400 R	400 V	6,4 A	25 mA
BTY 79/500 R	500 V	6,4 A	25 mA
BTY 79/600 R	600 V	6,4 A	25 mA
BTY 79/800 R	800 V	6,4 A	25 mA
BTY 79/1000 R	1000 V	6,4 A	25 mA
BTY 87/400 R	400 V	10 A	65 mA
BTY 87/500 R	500 V	10 A	65 mA
BTY 87/600 R	600 V	10 A	65 mA
BTY 87/800 R	800 V	10 A	65 mA
BTY 91/400 R	400 V	14 A	40 mA
BTY 91/500 R	500 V	14 A	40 mA
BTY 91/600 R	600 V	14 A	40 mA
BTY 91/800 R	800 V	14 A	40 mA
C 122	400 V	8 A	25 mA
C 220	500 V	10 A	25 mA
2 N 1595	50 V	1,6 A	10 mA
2 N 1596	100 V	1,6 A	10 mA
2 N 1597	200 V	1,6 A	10 mA
2 N 1598	300 V	1,6 A	10 mA
2 N 1599	400 V	1,6 A	10 mA

BIBLIOGRAPHIE

1 – ELECTRONIQUE F_2 ET F_3

Par J. NIARD

2 – ELECTRONIQUE TERMINALE F_3

Par J. NIARD et R. MERAT

3 – ELECTRONIQUE

PHYSIQUE ELECTRONIQUE (VIDE , GAZ)
EMISSIONS – TUBES
Par Marcel Mounic

4 – ELECTRONIQUE

Redressement 1ère Partie
Par M. Mounic

5 – ELECTRONIQUE

Redressement 2ème Partie
Par M. Mounic

6 – SEMICONDUCTEURS

TRANSISTORS 2ème Partie
Par M. Mounic

7 – SEMICONDUCTEURS

THYRISTORS TRIACS
3ème Partie
Par M. Mounic

8 – ELECTRONIQUE 1

Par BEAUVILAIN / LATY

9 – ELECTRONIQUE 2

Par BEAUVILAIN / LATY

10 – GUIDE PRATIQUE RADIO–ELECTRONIQUE

Par L. PERICONE

11 – ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

Par F. BRICHANT

12 – ELECTRONIQUE
par A. SIREDEY

13 – COURS D'ELECTRONIQUE
TOME II TUBES ET SEMICONDUCTEURS
Par FRANCIS MILSANT

TABLE DES MATIERES

LEÇONS	Pages
I – CONSTITUTION DE LA MATIERE	
1 – Structure de la matière	
– Origine de l'atome	5
– Structure de la matière	5
– Molécule	5
– Atome	6
– Ions	6
	8
II – EMISSIONS ELECTRONIQUES	
2 – Extraction des électrons d'un métal	
– Energie d'extraction	10
– Potentiel de sortie	10
– Différents procédés d'extractions	10
	11
3 – Emission thermo-électronique	
– Diode à vide	14
– Etude expérimentale	14
– Caractéristiques statiques	14
– Résistance interne	16
– Diode idéale	17
– Droite de charge	20
– Exercices	20
	22
4 – La triode	
– Etude expérimentale	25
– Résistance interne	26
– Limites d'emploi	30
– Exercices	31
	32
III – L'ELECTRON DANS LE VIDE	
5 – L'électron dans le vide	35
– Mécanique de l'électron	35
– Vitesse de l'électron	35
– Action déviatrice d'un champ $\vec{E}$	36
– Action déviatrice d'une induction $\vec{B}$	38
– Exercices	41

LEÇONS	Pages
IV – L'OSCILLOSCOPE	
6 – Le tube cathodique	42
– Constitution	42
– Canon à électrons	43
– Ecran fluorescent	44
– Systèmes de déviation	45
– Emission secondaire	46
7 – L'oscilloscope cathodique	47
– Constitution	47
– Principe de fonctionnement	48
– Oscilloscope bicourbe	52
8 – Utilisation de l'oscilloscope	53
– Principe	53
– Mesure d'une tension continue	53
– Mesure d'une tension variable	54
– Mesure de la période	54
– Courbes de Lissajous	55
V – LES SEMI-CONDUCTEURS	
9 – Semi-conducteurs	59
– Conducteurs – isolants – semi-conducteurs	59 – 60
– Structure cristalline	60
– Cristaux semi-conducteurs purs	62
– Cristaux semi-conducteurs impurs	63
VI – JONCTION P–N :	
10 – Jonction PN	66
– Jonction PN en circuit ouvert	66
– Jonction PN en circuit fermé	69
11 – Diode à jonction	74
– Caractéristique courant-tension	74
– Résistance dynamique	75
– Tension de seuil	75
– Schéma équivalent	76
– Caractéristique idéalisée	77
– Diode idéale	78
– Limite d'utilisation	78
– Exercices	82
VII – DIODE ZENER	
12 – Diode Zener	84
– Caractéristiques	84

LEÇONS	Pages
13 – Stabilisation par diode Zener	88
– Principe	88
– Analyse de fonctionnement	89
– Exercices	92
VIII – VALEURS MOYENNES ET VALEURS EFFICACES	
14 – Valeur moyenne	94
15 – Valeur efficace	102
16 – Facteur de forme – Taux d'ondulation	108
– Exercices	110
IX – REDRESSEMENT PAR DIODES A JONCTION	
17 – Redressement monophasé	117
– Redressement simple alternance	117
– Redressement double alternance – Pont de Graëtz	121
– Redressement double alternance : transformateur à point milieu	125
18 – Débit sur récepteur à f.c.e.m	130
– Redressement simple alternance	134
19 – Redressement double alternance	137
20 – Redressement triphasé	143
– Redressement simple alternance	143
– Redressement double alternance	148
– Exercices	154
X – FILTRAGE	
21 – Filtrage d'une tension redressée	156
– Necessité	156
– Filtre passe-bas	157
– Etude d'un filtre	159
XI – LE TRANSISTOR A JONCTION	
22 – Le transistor à jonction	163
– Formes commerciales	163
23 – Exploration des électrodes	165
24 – Propriétés caractéristiques	170
25 – Les régimes de fonctionnement	172
– Différents montages	172
– Différents régimes	173
– Exercices	177
26 – Fonctionnement normal en base commune	178
– Expérience	178
– Caractéristiques statiques	179

LEÇONS	Pages
– Réseau idéalisé	183
– Coefficient d'amplification en ct.	185
– Exercices	187
27 – Etude interne	188
– Effet transistor	188
– Justification de l'effet transistor	189
– Transistor en circuit ouvert	189
– Transistor polarisé	191
– Exercices	192
28 – Caractéristiques d'un transistor en émetteur commun	193
– Exemples de caractéristiques	194
– Point de repos	199
– Exercices	200
29 – Paramètres internes d'un transistor en émetteur commun	201
– Résistance de sortie	202
– Résistance d'entrée	203
– Coefficient d'amplification en courant	205
– Relation entre α et β	206
– Rapport de transfert en tension	207
– Exercices	208
30 – Fonctionnement en charge (Régime statique)	210
– Droite d'attaque	210
– Droite de charge	211
– Zone de fonctionnement	212
– Exercices	217
31 – Procédés de polarisation	221
– Exercices	224
32 – Fonctionnement en régime dynamique	227
– Etude expériementale	227
33 – Amplification et gains	231
– Exercices	234
34 – Amplification par transistor en E – C	237
– Caractéristiques dynamiques	237
– Analyse des signaux obtenus	242
– Exercices	246
35 – Schéma équivalent en E – C	254
– Equations caractéristiques	254
– Paramètres hybrides	256
– Schéma équivalent	257
– Exercices	261
36 – Transistor en commutation	264
– Paramètres de commutation	269
– Exercices	272

LEÇONS	Pages
XII – ETUDE DES THYRISTORS	
37 – Thyristor	275
– Exploration des électrodes	277
38 – Etude interne	279
39 – Caractéristique directe et inverse	283
40 – Etude expérimentale	285
XIII – REDRESSEMENT COMMANDE	
41 – Utilisation du thyristor en 1 ~	290
– Durée et angle d'ouverture	292
42 – Les dispositifs de commande	293
– Circuit déphaseur	294
43 – Commande horizontale	296
– Exercices	298
44 – Commande verticale	301
– Exercices	302
XIV – TRANSISTOR UNIJONCTION	
45 – Transistor U J T	306
– Etude interne	306
– Etude expériementale	307
– Générateur d'impulsions	309
– Brochage et boîtier	310
46 – Commande d'un thyristor par U J T	312
– Exercices	314
47 – Transformateur d'impulsion	316
– Note complémentaire : U J T	319
48 – Les variateurs de vitesse	322

EDITION
87'

كتاب الإلكترونيك
للسنوات 4 و 5 و 6 من التعليم التقني
للإختصاصات الكهربائية

الثمن :
2د000